

国际信息工程先进技术译丛

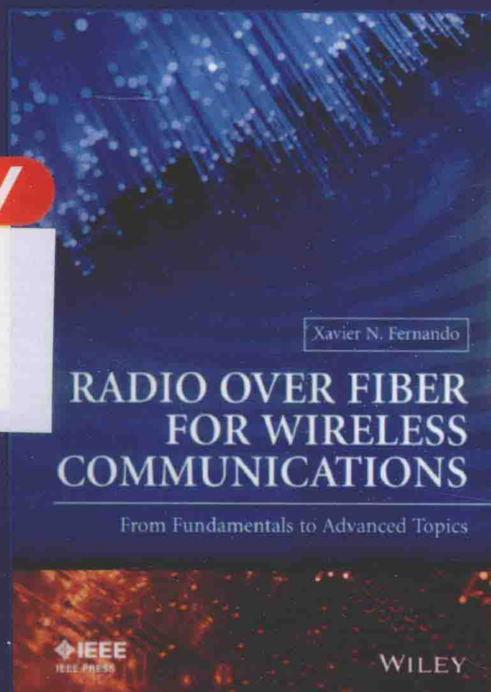


ROF光载无线通信：从理论到前沿

RADIO OVER FIBER FOR WIRELESS COMMUNICATIONS
From Fundamentals to Advanced Topics

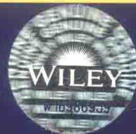
[加] 泽维尔 N.费尔南多（Xavier N.Fernando） 著

武 冀 译



◎光纤无线通信领域先驱权威之作

◎结合光通信的高带宽与无线网络的灵活性和移动性，全面解读Fi-Wi系统





WILEY



机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

国际信息工程先进技术译丛

ROF 光载无线通信：从理论到前沿

［加］泽维尔 N. 费尔南多（Xavier N. Fernando）著
武　冀　译



机　械　工　业　出　版　社

北京市版权局著作权合同登记　图字：01 - 2014 - 8002 号



图书在版编目（CIP）数据

ROF光载无线通信：从理论到前沿/（加）费尔南多（Fernando, X. N.）著；[illegible]冀译．—北京：机械工业出版社，2015.6
（国际信息工程先进技术译丛）
书名原文：Radio over Fiber for Wireless Communications
ISBN 978-7-111-50633-1

Ⅰ. ①R…　Ⅱ. ①费…②武…　Ⅲ. ①光通信-无线电通信　Ⅳ. ①TN92

中国版本图书馆 CIP 数据核字（2015）第 142158 号

机械工业出版社（北京市百万庄大街 22 号　邮政编码 100037）
策划编辑：吕　潇　责任编辑：吕　潇
版式设计：霍永明　责任校对：佟瑞鑫
封面设计：马精明　责任印制：刘　岚
北京中兴印刷有限公司印刷
2015 年 8 月第 1 版第 1 次印刷
169mm×239mm · 14.25 印张 · 321 千字
0 001—2 500 册
标准书号：ISBN 978-7-111-50633-1
定价：68.00 元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
服务咨询热线：010-88361066	机 工 官 网：www.cmpbook.com
读者购书热线：010-68326294	机 工 官 博：weibo.com/cmp1952
010-88379203	金 书 网：www.golden-book.com
封面无防伪标均为盗版	教育服务网：www.cmpedu.com

本书对光载无线通信系统进行了详细的研究，在光学和无线通信领域间架设了一座桥梁。主要内容包括链路元件的基本特性、功率分配基本计算、ROF 链路的噪声情况分析、多载波 ROF 系统分析和 Fi－Wi 信道的数字信号处理技术等，并对无线通信的历史和未来系统的发展方向做了回顾和展望。本书适合通信专业的研究生、现场工程师以及无线系统设计师、学生和研究者阅读。

作 者 简 介

Xavier Fernando，加拿大瑞尔森大学教授、瑞尔森通信实验室主任，曾就读于卡里加里大学的非盈利性通信研究机构 TRLabs，并于 2001 年获得博士学位，作为光载无线通信系统相关研究的先驱，在就读博士期间，率先从事了适应性数字信号处理技术在光纤-无线（Fi-Wi）系统的应用方面的研究，并因此获得了加拿大最佳论文奖和美国专利。

Xavier Fernando 在 ROF 非线性信号处理、微波光子学滤波器设计等 Fi-Wi 系统研究领域前沿发表过多篇文献，在该领域的研究获得了多个重要基金支持，作为著者和参著者发表 100 余篇文献，并拥有两个专利。他也是《WEBOK（无线工程知识体系指南）》的参著者。

Xavier Fernando 曾是 IEEE COMSOC 教育委员会工作小组无线通信领域的组员，曾荣获多项殊荣，包括 2010 年度 IEEE 微波理论和技术协会奖、2009 年度 Sarnoff 研讨会奖、2003 年度加拿大光电最佳海报奖和 2001 年度 CCECE 最佳论文奖。他受邀在世界上进行过多场演讲和讲座，也是 ABET 认证的评估员和 IEEE 加拿大电子和计算机工程学会（CCSCE2014）的主席，并曾在 2010~2011 年度担任瑞尔森委员会成员以及 2012~2013 年度的 IEEE 多伦多分会主席职务。

原书序

试设想无线和移动通信技术对我们现代的生活有多么大的影响：从同步日历到发送邮件，从简单的浏览互联网到用手机上传高清视频和照片到社交网络，从地图导航到收看高清电视和视频，这些正是智能手机的移动网络和 Wi-Fi 让我们享受到的多彩生活。随着移动数据消费的增长以及越来越多的工具和设备通过高带宽的 Wi-Fi 信道通信，在同一个通信平台下工作，对网络互联的需求已发生改变。人们希望在享受高带宽的同时，也希望网络支持更多用户并覆盖更广阔的区域。带宽增长和设备数量的日益增长对设计、架构和操作未来宽带无线接入网络带来了巨大的挑战。减少单一移动网络的覆盖范围，用构建小型蜂窝小区，提高无线通信载波频率的方式来提高带宽以支持更多用户接入，以及提供基站广播空载传输等方法，都是解决这种挑战的尝试。光载无线通信（ROF）技术集中了短距离宽带无线链路互联和光纤传输网络高带宽的优势，为解决上述挑战提供了富有前景的一条道路。

《ROF 光载无线通信：从理论到前沿》这本书与时俱进地介绍了这个重要领域的发展。本书良好的知识架构也体现了作者的别具匠心。本书从 ROF 基本思想到简单易懂的前沿专题讲解——从传输基础到现代调制技术，从光链路到无线信道，从线性到非线性失真和补偿策略——循序渐进地进行介绍。Xavier N. Fernando 教授在 ROF 技术发展之初就站在了发展潮头，引领了 ROF 技术的进步。Fernando 教授以他渊博的教学经验和深刻的见解，在这本堪称经典的书中，给我们带来了对 ROF 技术的全面认知。本书全面又崭新的知识，不仅对信息领域工程师和从业者，也对相关领域研究人员大有益处。我衷心希望 Fernando 教授能够看到这本经典著作对 ROF 这个重要技术乃至整个无线通信领域做出的贡献以及它所带来的多方关注。

Thas Ampalavanapillai Nirmalathas
墨尔本工学研究机构（MERIT）
澳大利亚墨尔本大学工学院

原书前言

首先，感谢您购买此书，这一个明智的决定，您不会失望。如本书的名字所言，这本书首先为第一次接触光载无线通信领域的读者做一个基础介绍，随后本书会对该领域的前沿技术的不同主题分别进行深入讲解。本书主要针对对光子学知识不太了解的通信系统工程师所写，本书也包括一些站在工程师视角的设计理念，同时也包括 Fi－Wi 网络各前沿领域的正在进行的最新发展，这些内容对研究者和研究生们均有所帮助。

本书总结了多年来作者在这一领域的工作。作者在读研究生的时候，第一次被无线通信中使用光子学的技术所倾倒。作者曾经梦想构建兼具两者优势的系统，最初的想法是直接利用光纤中射出的光，但很快意识到光在空气中传播的瓶颈，于是转而研究光载 RF 通信——一个有更多实践方法但始终存在众多障碍的领域。

现在，在这个领域多年发展之后，已经有足够多的内容满足本书的架构。本书的独到之处在于其内容虽然和光载无线电以及光载无线系统有关，但它并不在微波光子学领域过多着墨，本书面向对光子学并没有很深的知识的通信系统工作者，同时，光子学专业人士也可从本书中系统级通信相关内容的理解中有所收获。

本书涉及的内容

让我们首先用最短的语言概括本书涉及的内容。本书将对光载无线（Radio Over Fiber，ROF）通信系统做详细的研究。光载无线通信也称为光纤无线电（Fiber－Wireless，Fi－Wi）系统。这是一个热门技术，它直接结合了光通信的高带宽与无线网络灵活性和可移动性的优点提供宽带互联。

Fi－Wi 受到如此高度的关注有以下几个原因：

－Fi－Wi 技术可以快速、低成本地开发出微/极微蜂窝无线网络架构。这种架构可以在不使用额外频带的前提下，提高无线网络容量，从而可以解决日益紧张的频带不足问题。

－Fi－Wi 系统缩短了无线信道，从而支持真正的宽带互联。这一特性对实现空中接口比特率高达 10Gbit/s 的 5G 和更先进的无线网络特别具有吸引力。

－基于 ROF 的 Fi－Wi 架构实现集中式处理和自适应比资源管理。这一特性对动态环境特别有利。

－ROF 是一种毫米波无线传输的强有力备选方案。空中接口的损耗在毫米波段变得异常严重。除了光纤之外，没有任何线缆可以在满足极低损耗和失真要求下，搭载毫米波信号传输给用户。

－Fi－Wi 网络可以在宽带宽下同时支持多个 RF 子载波。这是一个额外的

优势。

－当今微波光子技术的成熟已让 ROF 链路元件的价格变得更低，而性能得到更多提升。Fi－Wi 系统因而获得更大的实用价值和吸引力。

－当今大城市以及高速路和铁路上，有大量使用中或闲置的光纤。利用这些光纤构建 Fi－Wi 系统将节省更多开发费用。

不过，在大规模开发 Fi－Wi 网络之前，这项技术依然存在很多问题有待解决，比如功率分配能力的限制、大部分光发射器的低动态范围以及光纤本身限制无线小区大小等。而子载波复用的 ROF 系统需要高动态范围以耐受 RF 信号强度的变化，因光纤和无线信道在 Fi－Wi 中以串联形式存在，噪声和损耗会逐级积累。不仅如此，ROF 链路的非线性失真与无线信道的多径散射将会叠加。因此，信道估计和均衡将会是一个繁重的任务。级联信道需要先进的信号处理算法以进行估计和补偿。对多用户环境来说，这一任务将变得更具挑战性。先进的信号处理算法是克服这些限制的关键。

关于本书

本书可以归在 Fi－Wi 系统引论类图书中，主要面对研究生和现场工程师。由于内容的性质，读者如果对光纤光学和无线通信有基本了解，将会更容易理解本书。在本书中，我们不打算过多讲解这些内容，不过，有关 Fi－Wi 系统和信号处理技术的基础将会在本书中进行清楚的阐述。

本书涵盖了两个学科的内容，在光学和无线通信领域间架设一座桥梁。实际上，与 ROF 领域飞速发展的现状相对的是相关文献的稀少，这与所需知识跨越两个领域有关。在日益进步的通信行业中，要求工程师拥有光学和无线通信方面的知识，并可以设计组合或混合系统，这些知识和能力可以从本书中有所收获。

拥有光学和无线通信专业知识的人士可以理解本书的构想。一般来说，一些 Fi－Wi 课题对从事 RF 领域工作的无线通信专业人员来说更易理解；其他一些 Fi－Wi 课题对从事光学领域工作的光子学的工程师来说更易理解。另一些课题对从事基带无线通信系统建模和开发相应算法的信号处理专业人士来说更易理解。本书的内容希望对这三方面的专业人士都有所裨益。

本书前面的一些章节力求让无线系统设计师、学生和研究者可以快速但扎实准确地理解 ROF 系统以及它的优势和局限。内容包括链路元件的基本特性、功率分配基本计算、ROF 链路的噪声情况分析以及得到考虑光电两方面信噪比的最优表达式。随后将展示因非线性噪声介质和时变散射介质造成的多载波 ROF 系统分析的复杂性。

在本书接下来的部分，将会讲解针对 Fi－Wi 信道的数字信号处理技术，它可以保证 Fi－Wi 信道的高质量通信。这一部分章节中将会针对多径失真和噪声，进行信道估计和均衡算法方面的研究。针对这一内容，我们将会讲解多用户 CDMA 环境以及 OFDM 环境。

本书的末尾将对无线通信的历史和未来系统的发展方向做一番回顾和展望。读者可以认识到光纤到馈必将会在未来无线通信网络中发挥重要作用。新兴的数字化 ROF 技术将克服模拟 ROF 系统非线性和累积噪声的问题，从而吸引更多关注。相干光纤 RF 链路系统也随着微波光子学和激光技术的进步逐步实现，从而为 ROF 链路性能带来更多提升。

原书致谢

很多人对本书的编写都进行了直接和非直接的帮助。首先，诚挚感谢 Abu Sesay 教授，他是我的博士课题导师。我在本书中所写的基础知识，都来源于 Abu Sesay 教授对我在 TRLabs 和卡里加里大学期间的指导。我也感谢 TRLabs 对研究设备的慷慨支持和前沿课题研究的鼓励。

我同时感谢我毕业和在读的研究生们。这些学生慷慨地允许我使用他们研究期间的成果：Stephen Printer、Roland Yuen、Bharath Umasankar 和 Hatice Kosek。我也感谢 Sajjadul Latif 和 Sagar Chandra Kar，他们帮助了我进行部分文字和图表的编辑。

我感谢我的同事 Xijia Gu 博士，他在瑞尔森大学和我一起工作。

我也感谢如下机构对我研究的支持：加拿大自然科学与工学研究委员会；加拿大光子学与生产研究所。

特别感谢卡里加里大学的 Dave Irvine Halliday 博士，他是我的第一位光纤光学教授。我从他的教导中学到光纤光学的基础，并深深被它吸引。

我还要感谢瑞尔森大学的支持，同时也感谢 IEEE 对本书出版中使用我发表过的论文做了版权方面的工作。

最后，我要感谢我的家庭——我深爱的妻子 Ruby 以及我的爱子 Christma、Jonna 和 Kanisha——他们在我编写本书的过程中给予了我莫大的支持和鼓励。

目　　录

作者简介

原书序

原书前言

原书致谢

1　引言 …… 1

1.1　背景介绍 …… 1

1.1.1　ROF 系统 …… 2

1.1.2　毫米波段 ROF …… 4

1.1.3　配置于特殊区域 …… 5

1.1.4　对现有光纤的增值利用 …… 6

1.1.5　微波光子学的进步 …… 6

1.1.6　动态系统升级 …… 7

1.2　基本 Fi - Wi 系统架构 …… 8

1.2.1　两种调制类型 …… 9

1.3　主要课题 …… 10

1.4　其他光纤到馈方案 …… 11

1.4.1　数字化 ROF …… 11

1.4.2　光纤中频通信 …… 12

1.5　本书结构 …… 12

2　Fi - Wi 核心链路元件 …… 14

2.1　RF—光调制 …… 14

2.1.1　直接强度调制和激光器二极管 …… 14

2.1.2　外强度调制 …… 21

2.2　光纤信道 …… 23

2.2.1　衰减 …… 23

2.2.2　多模光纤 ROF …… 25

2.2.3　单模光纤 ROF …… 26

2.2.4　干涉噪声 …… 28

2.3　光接收器 …… 29

2.3.1　光探测器 …… 30

2.3.2　量子效率与带宽 …… 32

2.4 基带—RF 调制技术简述 …… 33
2.4.1 相移键控 …… 33
2.4.2 幅移键控 …… 34
2.4.3 正交幅度调制 …… 34
2.5 无线信道 …… 35
2.5.1 室内传播 …… 35
2.5.2 室外传播 …… 35
2.5.3 路径损耗模型 …… 35
2.5.4 多径传播和衰落 …… 37

3 功率链路分配与累积性 SNR …… 40

3.1 引言 …… 40
3.2 系统描述 …… 40
3.3 光学 SNR …… 42
3.3.1 各种噪声对 OSNR 的影响 …… 45
3.4 累积性 SNR …… 46
3.4.1 无线和光链路噪声功率相近 …… 47
3.5 RAP 设计思想 …… 48
3.5.1 光接收器放大增益 …… 49
3.5.2 小区覆盖面积 …… 51
3.6 总结 …… 51

4 对相关性强度噪声表达式的改进 …… 53

4.1 基础 …… 53
4.2 ROF 链路中的基本噪声处理 …… 54
4.2.1 散粒噪声 …… 55
4.2.2 相关性强度噪声 …… 56
4.3 信噪比 …… 58
4.4 数值评估和讨论 …… 59
4.4.1 SCM ROF 系统的噪声等级增加 …… 59
4.5 总结 …… 61

5 子载波复用 ROF 下行链路 …… 62

5.1 引言 …… 62
5.1.1 背景介绍 …… 63
5.2 ROF 下行链路信道 …… 63
5.2.1 高阶项 …… 65
5.3 无线下行链路信道 …… 73
5.4 定量评估与讨论 …… 74

6 子载波复用 ROF 上行链路 …… 78

6.1 无线上行链路信道 …… 79

6.2 ROF 上行链路信道 …… 80
6.2.1 非线性失真 …… 81
6.2.2 高阶项 …… 82
6.3 信号失真、串扰和噪声比 …… 89
6.4 定量评估和讨论 …… 91
6.5 总结 …… 97

7 外调制 ROF 链路 …… 98

7.1 Mach - Zehnder 调制器 …… 98
7.1.1 MZI 原理 …… 100
7.2 电吸收调制 …… 101
7.3 反射型半导体光放大器 …… 103
7.4 MZI 偏置电压的优化 …… 104
7.4.1 RF 增益最大化 …… 105
7.4.2 噪声因数最小化 …… 107
7.4.3 无杂散动态范围最大化 …… 108
7.4.4 合并品质因数 …… 110
7.5 MZI 子载波复用 …… 111

8 ROF 链路非线性的 DSP 建模 …… 115

8.1 引论 …… 115
8.1.1 线性动态范围的要求 …… 115
8.1.2 相位非线性 …… 116
8.2 减小 NLD 的若干种尝试 …… 116
8.2.1 动态增益控制器和衰减器 …… 116
8.2.2 静态的光—电方案 …… 116
8.2.3 一些最新技术 …… 117
8.3 DSP 方法 …… 118
8.3.1 对光波段失真的基带补偿 …… 118
8.4 非线性系统的 DSP 基础 …… 119
8.4.1 Volterra 级数模型 …… 120
8.4.2 离散时域问题 …… 121
8.5 通频带复非线性系统的基带表示 …… 121
8.6 Fi - Wi 链路的非线性建模 …… 122

9 ROF 链路非线性的自适应补偿 …… 123

9.1 ROF 链路的自适应模型 …… 123
9.1.1 Volterra 核优化 …… 123
9.1.2 滤波器阶数和记忆 …… 124
9.1.3 实例研究 …… 127
9.2 非对称补偿 …… 129

9.2.1 预补偿与后验补偿 …… 130
9.2.2 非对称补偿的共性 …… 132
9.2.3 自适应 DSP 补偿的实例研究 …… 134
9.2.4 查询表与自适应滤波补偿 …… 137
9.3 总结 …… 137

10 Fi – Wi 信道的联合估计 …… 139

10.1 Fi – Wi 链路的 Wiener 和 Hammerstein 系统模型 …… 139
10.2 Fi – Wi 信道估计 …… 140
10.2.1 输入/输出相关法 …… 141
10.2.2 线性部分估计 …… 142
10.2.3 非线性部分估计 …… 145
10.3 实例研究 …… 146
10.3.1 线性系统识别 …… 147
10.3.2 非线性系统识别 …… 148
10.4 总结 …… 149

11 Fi – Wi 信道的联合均衡 …… 150

11.1 无线信道的均衡 …… 150
11.1.1 非线性增强型判决反馈均衡器 …… 151
11.1.2 Hammerstein 型 DFE …… 151
11.1.3 振幅和时域处理 …… 152
11.2 多项式滤波器参数优化 …… 153
11.2.1 直接生成逆多项式 …… 153
11.3 线性滤波器参数优化 …… 155
11.3.1 模型描述 …… 155
11.3.2 参数优化 …… 158
11.4 总结 …… 159

12 Hammerstein 型 DFE 的性能评估 …… 160

12.1 多项式滤波器评估 …… 160
12.1.1 时间色散的非线性变换 …… 160
12.1.2 逆多项式变换 …… 162
12.1.3 多项式滤波器误差的期望 …… 163
12.2 线性滤波器评估 …… 165
12.2.1 无限长结果 …… 165
12.2.2 有限长结果 …… 166
12.3 实例研究 …… 166
12.3.1 多项式滤波器的方均误差 …… 166
12.3.2 线性滤波器的方均误差 …… 172
12.3.3 HDFE 的 BER 性能 …… 172

12.4 总结 …… 173

13 多用户 CDMA Fi - Wi 系统 …… 174

13.1 多用户 Fi - Wi 上行链路模型 …… 174
13.2 相关性关系 …… 176
13.2.1 广义输入 - 输出相关性 …… 176
13.2.2 多用户下的输入 - 核相关性 …… 178
13.3 ROF 信道估计 …… 180
13.4 实例研究 …… 181
13.4.1 仿真参数 …… 181
13.4.2 无线信道识别 …… 182
13.4.3 光纤链路识别 …… 183
13.5 Fi - Wi 上行链路均衡 …… 184
13.5.1 无线信道均衡 …… 184
13.5.2 序列回归线性化 …… 184
13.6 均衡：仿真结果和讨论 …… 185
13.7 总结 …… 187

14 4G、5G 以及无线 OFDM 网络的 Fi - Wi …… 188

14.1 蜂窝通信系统简史 …… 189
14.1.1 全球范围互通性微波接入 …… 189
14.1.2 长期演进 …… 190
14.2 无线接入方案 …… 191
14.2.1 正交频分复用接入 …… 191
14.3 减小峰值 - 平均功率比的技术 …… 194
14.4 OFDM ROF 系统进化 …… 195
14.4.1 自适应调制技术 …… 196
14.4.2 实例研究 …… 198
14.5 OFDMA 和 CDMA 的融合 …… 198
14.6 总结 …… 199

参考文献 …… 200

附录：缩略语表 …… 207

1 引　　言

1.1 背景介绍

人们对无线通信服务的需求多年来一直持续增长，据世界技术、媒体和通信（GTMT）组织统计，世界手机用户数量将在2020年接近76亿，比2011年的54亿用户数量增长41%。换句话说，在2020年的时候，无线设备使用者数占全球总人口的比重将从2011年的87%上升至99%。

这种需求的增长有两个原因。首先，是消费者数量的持续增长。除此以外，这些消费者对带宽的需求呈现出更快的增长，其增长率甚至超过了消费者数量增长本身。智能手机和平板电脑的大量出现使多媒体业务呈现了如上的增长情况。例如，仅在2012年，智能手机的平均使用率增长了81%。图片传输和视频流媒体以及新兴的云数据服务也呈现了相同的增长率。机对机（M2M）通信以及物联网的快速崛起更加深了对带宽的需求。世界移动数据通信量在2012年增长了70%，这一数字大约是2000年全球互联网通信量的12倍[1]。未来，数据通信量将会以前所未有的速度增长。很多最新预测表明2010～2015年间，移动数据通信量将增长超过24倍，而在未来以更快速率增长[2]。网络运营上为了满足这种需求和保持竞争力，需要快速增加它们的网络带宽。这对无线系统设计者提出了巨大的挑战。研究者们一直以来都在为实现空中接口Gbit/s级速率而努力[3]。

一般来说，当前宏小区（macro cell）及其相对较长的无线信道无法支持超高比特率。也就是说，在给定传输功率的情况下，无线发射端和接收端之间的距离成为了信道比特率的瓶颈。长无线信道会由于自由空间损耗、阴影效应、折射、散射、反射，和失真造成的高路径损耗限制比特率。更多研究表明，在极高比特率（非常低的单位比特功率）通信时，空中接口会大幅度缩短，以维持可用的功率链路分配[4]。无线信道路径噪声指数在1.5～4之间（自由空间为2，相对恶劣的环境为4）。在某些环境中，如建筑物、运动场馆和其他室内环境中，路径损耗指数将会达到4～6。除此之外，长空中接口会造成更大的多径迟延，从而造成高码间串扰增或高频率选择性衰落。

因此，未来的4G和5G网络在缩短空中接口和增加带宽方面提出了诸多方案[2]。显然，提高无线接入点密度会缩短无线信道。此方案已经在很多地方开始实施。其面临的挑战是如何馈通这些无线接入点。传统上，点对点微波链路是互联远程无线接入点的最好方案。它可快速布置且成本低廉。但是，随着远程接入点的

增加，相应的宽带无线接入网络规模增长大大降低了点对点微波链路的优势。系统设计者需要一种新技术，通常从光学方案入手。自由空间光链路在一些场合用于替代点对点微波链路。不过，其技术有诸多问题——如敏感度会受到耦合和天气情况的影响——限制了自由空间光链路的实用性。

1.1.1 ROF 系统

在本书中我们研究的 ROF（Radio Over Fiber，光载无线通信又称光纤无线电）技术是一种高效的宽带无线接入点馈通方案。ROF 的定义为射频信号在光纤上传输以提供无线通信服务。注意 ROF 实质上是一种模拟通信方案，虽然无线链路传输的是数字信号，这可能带来一定的误解。因此，用更科学准确的说法定义模拟光链路：激光器始终发光，或光学调制度足够小到各种链路设备可以进行小信号分析的链路。与此不同的是数字光链路，它的光学调制度可以达到 100%，激光器根据调制数据序列进行开关。

该系统也被称为光纤 - 无线（Fiber - Wireless，Fi - Wi，也译作光纤无线电）系统。在 Fi - Wi 系统中，光纤富裕的带宽可有效提供宽带无线接入，缩短无线信道并使无线信号更靠近用户。

ROF Fi - Wi 系统将无线网络的 RF 信号调制到光载波中。尽管光载 RF 信号已经在其他领域如有线电视网络和卫星基站实现，但术语 ROF 在文献中专指 Fi - Wi 通信系统。我们将延续这一惯例。一个简单的 ROF Fi - Wi 架构如图 1.1 所示，来自中心基站（CBS）的 RF 信号首先通过光纤传输到远程天线，然后通过无线信道到达用户。上行链路和这个过程顺序相反。这一低成本的方案可构建微/极微小区无

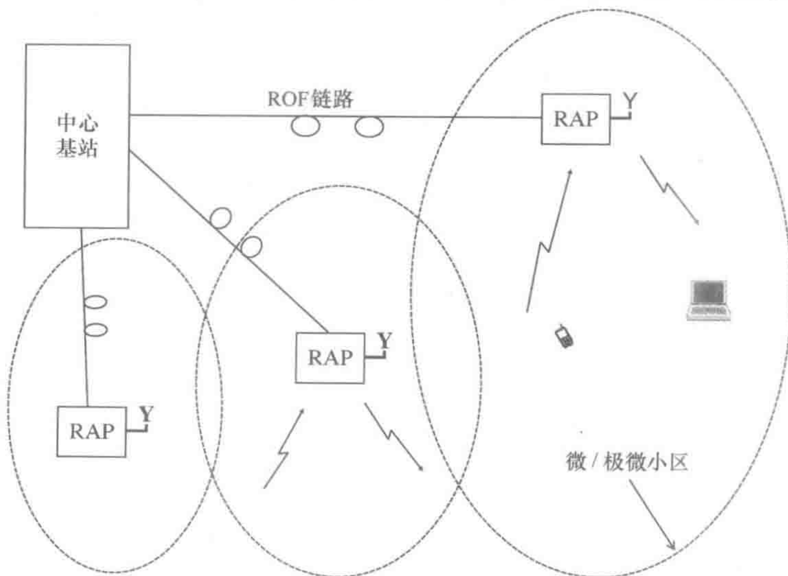


图 1.1　简单的点对点光纤链路 Fi - Wi 接入方案

线架构。多个基站可由一个中心基站和若干低成本的无线接入点（RAP，Radio Access Point）替代。

ROF 传输构建微小区架构有一系列好处。一个重要的优势在于，因为 RF 信号传输到无线天线实在信号处理、编码（DSP），和调制阶段之后，故基站升级只需很小的工作量。这一架构同时允许远程无线接入点作为一个简单廉价的电—光转换、光—电转换，和相应的 RF 或光处理节点使用。换句话说，RAP 不需要进行基带信号处理或频率转换操作。注意除了成本低之外，通常 RAP 需要被配置在一个受限空间内。

我们都知道光纤链路有足够的带宽可以传输高达 GHz 频率无线电波，且只有很小的失真。同时光纤传输也有极低衰减（理论上可以小于 0.2dB/km）的特点。这使得几个吉赫兹频率的无线电信号可以在光纤中传输数公里，而只有很小损耗。与电缆传输不同，光纤传输的损耗只和光波长有关，而和传输的无线电信号频率无关。因此，根据这种富裕带宽和频率无关的低损耗特点，一根光纤就可以实现多路 RF 载波的频分（或子载波）复用和传输。如图 1.2 所示，光纤传输 RF 调制的光信号既不会发生不同光纤间电磁串扰，又可以不受来自其他电缆的电磁干扰。所有这些因素决定了使用光纤是 RF 信号非并行传输的最优方案。

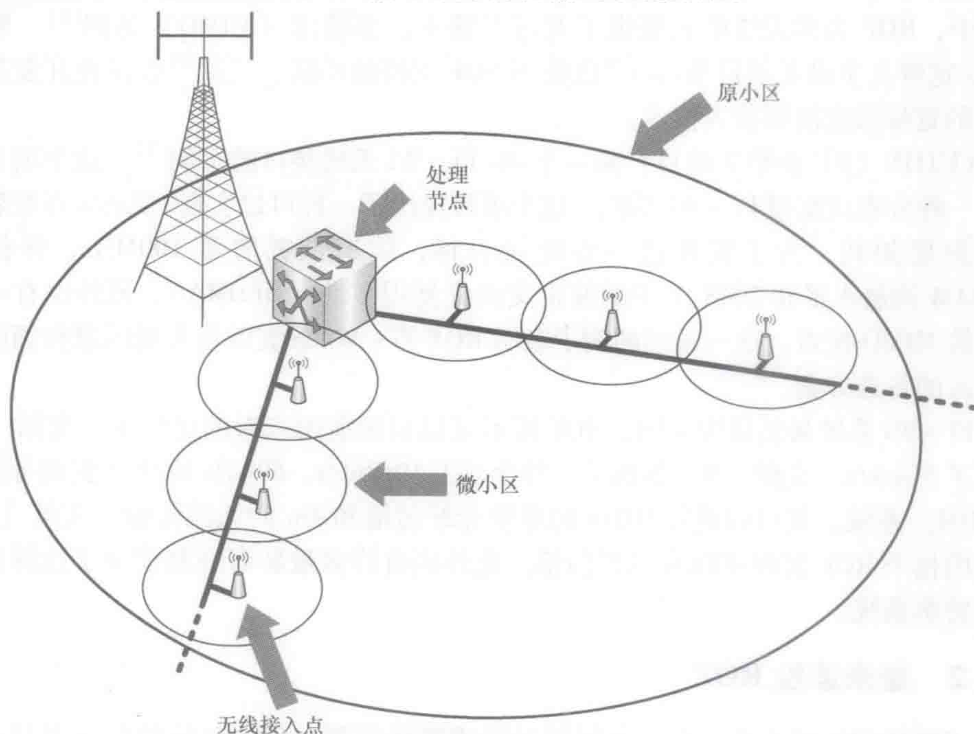


图 1.2 光纤总线网络 Fi – Wi 接入方案

当然，ROF Fi – Wi 方案拥有这一系列优势之外，也存在少数设计问题和技术挑战，在大规模开发 Fi – Wi 网络之前有待解决。一些问题属于电学方面，需要无

线领域工程师解决。而另一些问题属于光学方面，需要光子领域工程师解决。但是，为了理解整体框架和提出更好的方案，就需要兼备光学和无线通信系统两方面的基础知识。本书从工程师角度考量设计问题，描述 ROF 链路基本元件，以及它们如何影响无线链路，并提出一些可行的方案。

ROF Fi－Wi 领域的研究始于 1990 年之前，用于解决地铁站的无线接入问题。到目前为止，Fi－Wi 系统大多数针对特殊场所如隧道、矿井，和地铁站等地方。室外微无线基站无法覆盖这些区域。除此以外，拥挤的场所如校园、超市、机场大厅，和市中心等地区也可通过布置 ROF Fi－Wi 系统降低无线网络配置成本[5]。

ROF Fi－Wi 方案强大的快速无线接入能力，在 2000 年悉尼奥运会时被人们所共知。奥运会多达 500 个室内和室外场所，通过 ROF 技术快速建立起微小区网络，三个 GSM 运营商共享这一设施，用子载波复用支持了多协议无线接入（900MHz 和 1800MHz GSM 频带）。每个远程天线单元可提供 0.8km×1.8km 的覆盖面积。网络容量随着比赛在场馆间的移动而随机调配。每天多达 500000 台无线电话使用 ROF 设备。这一成功是 ROF 系统进入了主流无线网络的关键里程碑。从 2000 年以后，更多更大规模的项目开始使用 ROF 技术。

另一个 ROF 大规模开发项目是中国联通后 3G 项目，名为 FUTURE™。在这个项目中，ROF 为多天线单元提供了宽带多输入，多输出（MIMO）访问[6]。韩国后 3G 宽带自主研发项目 WiBro™也使用 ROF 支持微小区。三星™也正在开发基于 ROF 的宽带家庭网络接入技术。

FUTON（EU 框架 7 项目）是一个 4G Fi－Wi 无线接口的实例[7]。这个项目研究了一种分布式宽带 Fi－Wi 系统。这个项目提出了一种可以实现 1Gbit/s 吞吐容量的物理层架构。为了实现这一吞吐量目标，信道带宽需要 100MHz，并使用 256QAM 调制水平和 2048 个子载波正交频分复用多址（OFDMA）。另外也有一些其他的 MIMO 配置。这一系列的例子表明 ROF Fi－Wi 系统以是大型国家和国际宽带接入的备选方案。

Fi－Wi 系统最新研究表明，ROF 技术可以实现前所未有的比特率。文献［8］实现了 3Gbit/s。文献［9］描述了一种全双工 10Gbit/s，60GHz ROF 正交频分复用（OFDM）系统，其可以进行 50km 的单模光纤传输和 4m 的无线传输。文献［10］中使用相干 ROF 实现 400km 光纤传输。此外还有许多最新研究都实现了这样的极高比特率系统。

1.1.2 毫米波段 ROF

无线通信领域的另一个重要问题是频谱紧张问题。随着较低频谱变得日益紧张，蜂窝无线通信使用未被开发利用的高频带频谱，如毫米波段，也随之变得日益迫切起来。比如，FCC 在 57 到 64GHz 分配了一个 7GHz 的频段用于免授权操作，以满足数吉比特无线互联。加拿大工业协会开放了 70/80/90GHz 大频段用于无线

应用。在日本，71 ~76GHz，81 ~86GHz，91.4 ~100GHz 也被用于固定和移动通信服务。ITU - R 主导的通信使用率国际性调查显示各国对 60 ~61GHz，64 ~64GHz，和 71 ~76GHz/81 ~86GHz 频段用于无线通信较为关注。

毫米波段有若干吉赫兹带宽可用。因此，吉比特每秒级互联是可以实现的。不过，因为各种原因，毫米波频率的无线信道必须非常短，如前文所述。自由空间传播损耗是首要问题。根据我们熟知的 Frii 方程基本形式，电磁波的自由空间功率损耗与载波频率 f_c 的根成正比：

$$\text{路径损耗} = \left(\frac{4\pi d f_c}{c}\right)^{\gamma} \tag{1.1}$$

式中 c 为光速；γ 为路径损耗指数；d 为移动终端和基站天线见得传播距离。

假设天线增益为 1。对自由空间，$\gamma=2$。而测量显示路径损耗指数会根据传播环境的不同，在 1.5 ~6 之间变动。根据 Frii 自由空间公式，72GHz 下损耗将会是 1GHz 的（$72^2=$）5184 倍，或 37dB 高。假如路径指数很高，比如 4，则损耗将会比 1GHz 高出 74dB。除此以外，毫米波只能穿透很薄的墙壁，并受雨雾的影响。系统需要 40dB 的衰落裕度以应对这些问题。

氧衰减时一种发生在 60GHz 信号频带的特殊现象。氧衰减通常为 12 ~16dB/km（即每 200m 信号能量减半）。这就是 60GHz 长距离链路无法通过毫米波实现的主要原因。

ROF 系统可以很理想的实现这些毫米波无线通信系统。这是因为如下原因，首先，光纤是最好的，也可能是唯一的一种介质可以传输毫米波信号以馈通接入点。其次，微波光子学技术可以有效地在毫米波段生成和处理毫米波信号[11]。文献［9，10］中以此实现了极高比特率。

1.1.3 配置于特殊区域

在隧道、地铁网络，和矿坑中部署令人满意的通信服务一向困难重重。越来越多的人们在上下班时希望享受通信服务和访问网络。可靠通信已经成为 2006 年地下煤矿生产环境改善和新应急响应（MINER）行动之后的强制性要求。Fi - Wi 成为了煤矿和隧道环境下，提供无线接入的主要候选方案。漏泄馈线和辐射电缆在矿坑中发射 RF 信号。漏泄电缆，与嵌入式线性天线阵列发挥相似作用，通常通过 ROF 链路连接地面。

ROF Fi - Wi 同样也是大型集会场合快速配置无线网络的优秀方案，如前文介绍的悉尼奥运会时的情形。ROF 也在 2012 年伦敦奥林匹克公园（以及相关的地下隧道系统）中扮演了重要角色。光纤的各种优势在这些场合成功发挥了重要作用。

ROF 另一个成功的应用是在高速路和铁路运输中提供无线接入。光纤通常会铺设，或很容易配置在这些区域。随着对车载局域网的日益关注，Fi - Wi 接入点发挥更大作用。铁路客运同样是通信服务和网络访问的市场。这些系统也可以使用

Fi－Wi 接入系统。在这样的设计中，列车可以配置成一个移动小区。这个小区由固定的 ROF 接入点覆盖，并随着火车移动而切换接入点。

1.1.4 对现有光纤的增值利用

大城市中有数量众多的既存光纤。这些光纤在广泛分布的无源光网络（Passive Optical Network，PON）、高速数字用户环路（Digital Subscriber Loop，DSL）、和混合光纤同轴电缆（Hybrid Fiber－Coaxial，HFC）网络中连接了很多相邻住户和建筑。通常，光纤都会预先铺设在主要公共设施，如铁轨、高速路，和电力线缆中，以备未来使用。这些配置好的光纤，通常会使 2、4、6、12、24、48、96、144 或 288 根芯线组成。并不是所用的光纤都在使用中。通常哪些管道里没有使用的光纤都可以用于 Fi－Wi 系统。即使所有的芯线都在使用，在光载波中另添加一个频率的 RF 调制光波也会比另外铺设一条心光纤节约成本。这一可能性节约了配置成本且节省了配置 Fi－Wi 网络的时间。因此，有线电视服务商（它们拥有庞大数量的光纤同轴线缆网络），电话运营商（DSL 所有者），市政当局和铁道公司都开始关注使用既存光纤以用于无线接入的技术，以期创造额外的价值。

随着电力网变得更加智能，为电力系统中各部分间提供不同层次的通信的呼声也日益高涨。在靠近设备的最后一段距离会通常使用无线通信。ROF 也是这类应用中重要的候选方案。在电力网中线缆处一般都会铺设有光纤，所以这一应用也是对光纤的增值服务。

1.1.5 微波光子学的进步

微波光子学（Micro Wave Photonics，MWP）在生成、传输，和处理微波信号方面有其他电学方法无法匹敌的优势。一个 MWP 信号处理器具有光子学技术与生俱来的优势，如低噪声、高带宽以及对电磁串扰免疫。MWP 信号处理也具有其他传统技术难以具有或不可能具有的特点，如快速可调谐性和重配置性。

微波光子学在近些年已经突飞猛进，取得很大进展[12]。现代光子学技术已可以器件化，并进行了很多实验验证工作，如针对微波信号和射频信号的生成、放大、频率转换，和滤波等等。这些研究以 Fi－Wi 系统为平台，得到了很多许多新颖且令人振奋的结果。这一创新发现了 Fi－Wi 网络架构和功能的新大陆。

微波光子学可以提供很多新的可能性。非常稳定和清晰的微波信号可以由光学超外差法或光学混频/分频技术生成。射频信号可以用流行的掺铒光纤放大器进行信号放大。光信号处理也在波分复用（WDM）ROF 网络中有大量应用。多种光学滤波器（如光纤布拉格光栅）也可作为 RF 子载波器进行波长解复用[13]。无线电波可用根据光学非线性进行增/减频（频率转换），从而在光纤上传输低频信号，在 RAP 上做增频转换。调制度也可通过光学滤波器进行调节[14]。单边带光学调制，可以在毫米波段通过 MWP 技术实现，在色散光纤上发挥出色的传输特性。

图 1.3 表示了一个子载波复用 ROF 链路光纤内的广谱情况。每个子载波与主（光）载波分别相差它们的射频频率 f_1，f_2。实际上，图中是一个双边带频谱。图 1.4 示意了何如用特制的极窄带通滤波器进行子载波复用 RF 信号的光学调制（在光纤中）。特殊光纤布拉格光栅可以实现这样的滤波器。图 1.5 表示了一个刻痕滤波器的实验中得传输函数。这个滤波器搭配光环形器后可看做是一个带通滤波器。这种反射型配置可以在高频子载波到小于 2.2GHz 的频段进行双边（DSB）RF 信号调制，如图 1.4 所示。所有这一类的光学解复用器可在图 1.6 这样的系统中得到广泛应用。

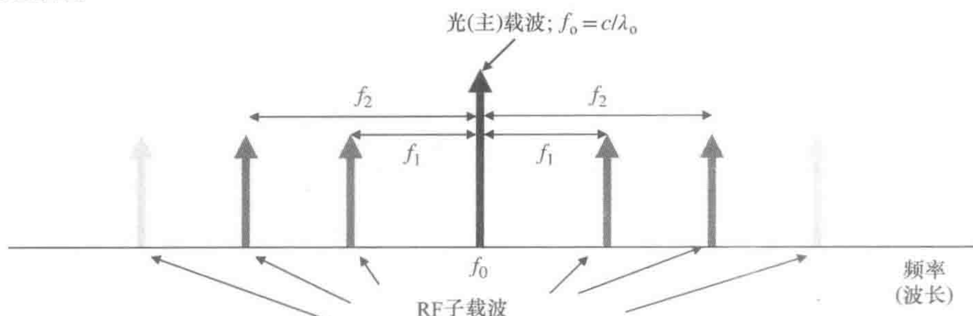


图 1.3 子载波复用 ROF 信号

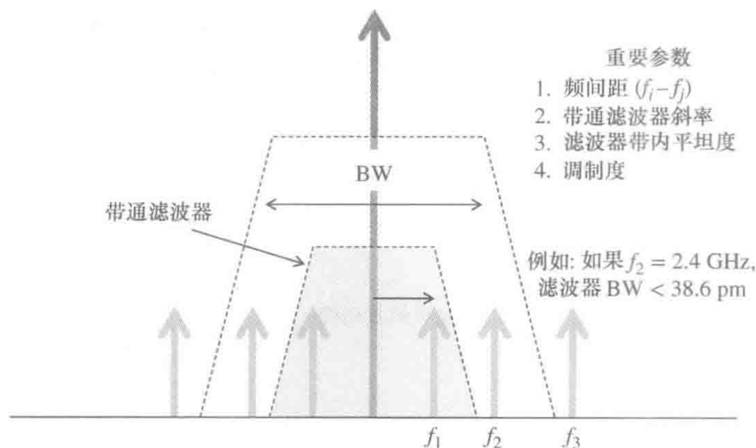


图 1.4 极窄微波光子学滤波器可以用于对子载波复用 RF 信号的解复用

1.1.6 动态系统升级

Fi－Wi 并不是一个新的无线标准或一个新的无线系统。它只是基本上依靠现存或未来的无线系统，对接入网络设备进行一种升级。它可以快速配置分布式天线方案。它将昂贵的基站替换为一个中心处理单元和若干空间上分散的无线接入点。

假如 ROF 链路设计合理的话，移动设备将不会察觉到无线路径中有光纤的存在。讲解如何设计这样的一种 Fi－Wi 系统就是本书的宗旨。

理想情况，Fi－Wi 应该支持多种既存和未来的无线通信标准。其工作与无线

系统协议无关，只是将载波频率混入 ROF 链路的通频带中。例如，在同一 ROF 链路中，只要载波频率相同（或接近），ROF 应该既传输时分多址（Time - Division Multiple Access，TDMA）、码分多址（Code Division Multiple Access，CDMA），也传输 OFDMA 无线信号，而不需要针对协议不同而进行独立配置。合理设计之后，ROF 链路可以以相同的子载波复用手段同时传输各种 RF 载波，并支持多种无线协议，就像悉尼奥运会时的情形一样。

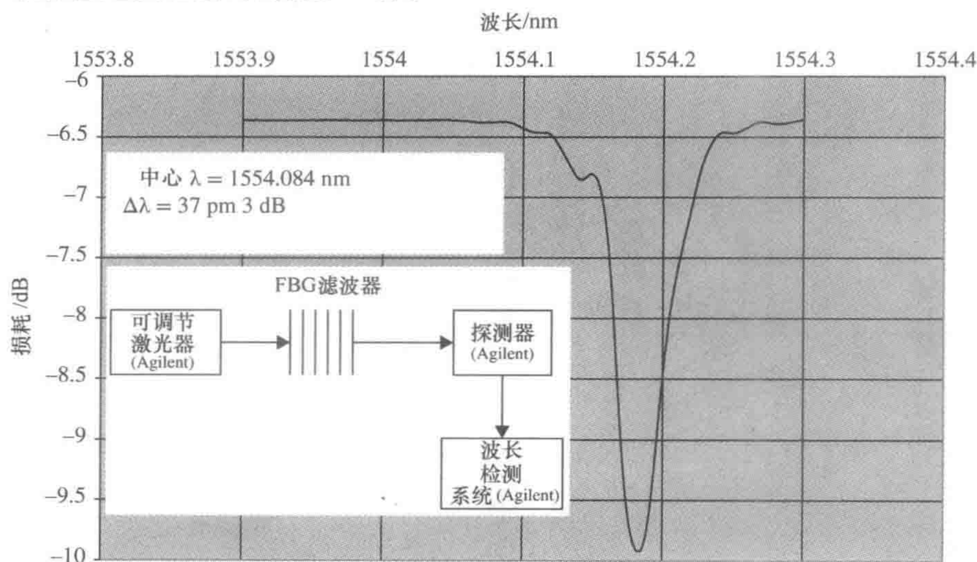


图 1.5 一个用光纤布拉格光栅实现的极窄微波光子刻痕滤波器。由瑞尔森通信实验室设计

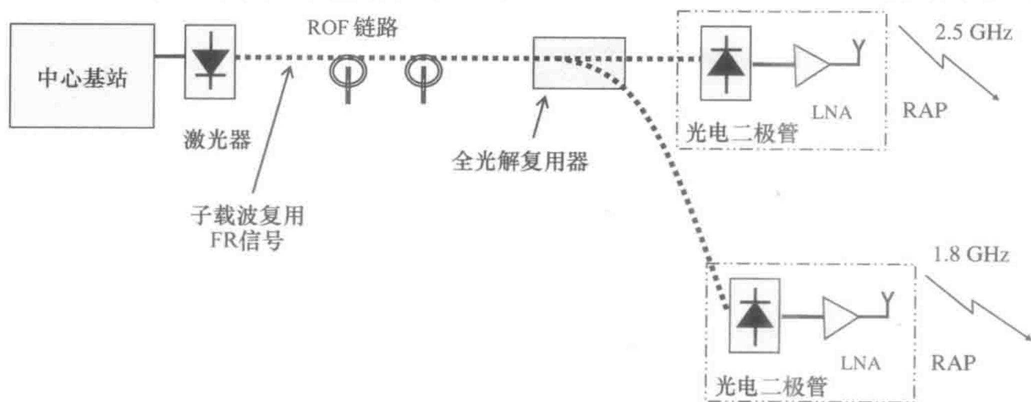


图 1.6 一个全光解复用 Fi - Wi 网络配置

1.2 基本 Fi - Wi 系统架构

在本节中，我们描述一个一般的，非常基础的 ROF Fi - Wi 系统架构。我们考虑如图 1.1 这样的架构，每个 RAP 都通过点到点光纤连接到 CBS。实际上，除了

图中这种简单的点到点架构之外，我们会用多天线节点互联光纤网络以用更少的光纤以降低成本（见图 1.2）。

1.2.1 两种调制类型

值得特别注意的是，在 ROF 系统中存在两类完全不同的调制/解调处理。下面将会对它们做一个清晰的定义以避免混淆。参照图 1.7 和图 1.8 可以更好地理解它们。

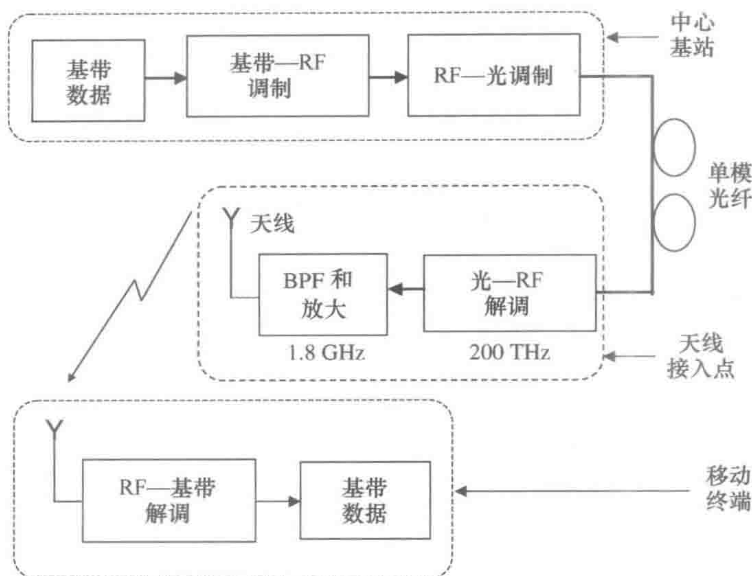


图 1.7 Fi - Wi 下行链路的近似架构

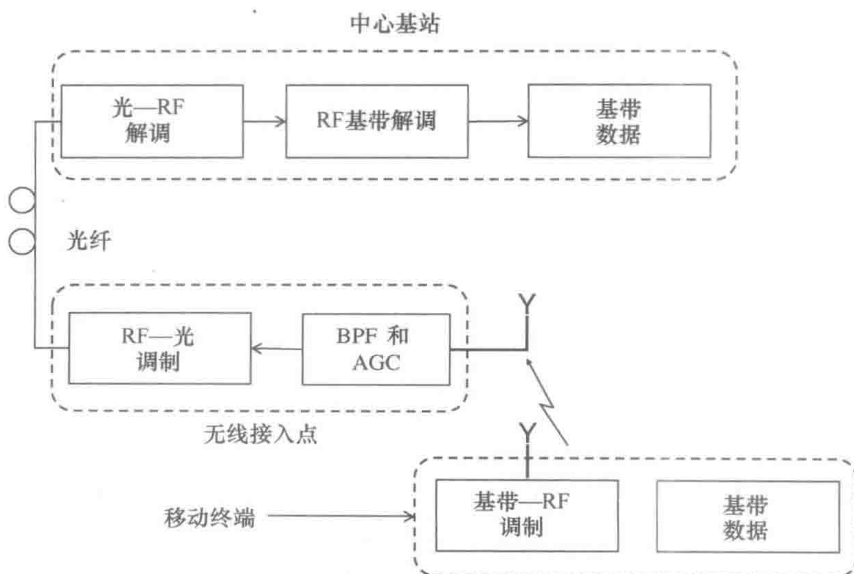


图 1.8 Fi - Wi 上行链路的近似架构

基带—RF 调制：这是在无线网络的一种调制，如中心基站将 RF 载波用基带信息序列进行调制，就是“基带—RF 调制”。在移动端进行的解调就相应的为“RF—基带解调”。调制方式根据给定无线网络类型不同而不同（如 GSM 网络中需要 GMSK 调制，而 LTE 或 WiMAX 中需要 QPSK 或 QAM 调制方式）。一个 Fi - Wi 设计工程师的工作通常不会涉及控制基带 - RF 调制类型这方面。插入光纤的时候不要去改变这类调制方式。

RF—光调制：在激光器或用外调制器将光载波与 RF 信号进行调制，即“RF—光调制”。在光接收器进行相应的解调即“光—RF 解调”。Fi - Wi 系统工程师可以决定这类调制方式以更好的满足设计需要。

让我们首先考虑 Fi - Wi 的下行链路。基带—RF 调制通常已由基站完成。这个无限信号随后在光发射端调制到光载波（RF—光调制）。这一工作通常使用强度调制。这是一种最通用的技术。光探测器直接探测光强。这一完整工程成为 IM/DD 技术。我们也可以使用相干 RF—光调制，光波的相位和幅度都可由 RF 信号进行调制。因此，光纤接收端需要检测光载波的相位。这需要非常稳定的窄线宽的光源和锁相光接收器。

RF—调制光波随后传输到远程 RAP。在 RAP 处，RF 信号通过光探测器和带通电路从光波中被抽取出来。RF 信号随后在无线信道中进行放大和中继，传输到移动客户端。在上行链路方向，这一过程与下行链路相反。首先 RF 信号通过无线信道，然后通过光纤链路传输。

简单来说，在一个 ROF Fi - Wi 系统中，光纤链路连接远程天线和 CBS。一个合理设计的 Fi - Wi 系统，终端用户不会察觉到有光纤链路的存在。这意味着，不需要对手机设备进行任何更新，就可实现两个网络的无缝融合。

因 RAP 的数量可能很庞大，它们一般都具有成本低、体积小、性能稳健，和低复杂度的特点。为了满足这些要求，RAP 负责的工作量应该最少。例如，RAP 不应负责增/减频或数字信号处理。这是光载 RF 与光载 IF 或基带相比的优势。

在图 1.1 中，RAP 必须包含至少一个 O/E（光 - 电转换器）、E/O（转换器），和一个无线天线。在下行链路方向，RF 放大器必须将信号放大至适合射频传输的强度。在上行链路方向，自动增益控制器对 RF 信号强度波动进行补偿。当 RAP 为无线系统载波频率的通带时，RAP 就和无线信号格式（如 CDMA 或 OFDM）无关了。这样，系统将支持所有不同格式的无线服务，而不需要针对每种格式做出更新。而 RAP 的功耗和维护也将会很小。

1.3 主要课题

在设计 Fi - Wi 系统中，一个工程师会主要面临如下设计问题。我们将会在本书中对这些问题进行详细讨论。

有限的功率分配：虽然光纤链路有富裕的带宽，但光纤和调制器会因为各种原因受到 RF 功率的影响。我们将在第 3 章描述这个问题。除此以外，光—电转换和电—光转换中，也会造成功率损失。RF 信号也会随光纤长度而衰减。因此，RAP 只能接收到有限的 RF 功率。而在 RAP 上的放大也只能起到很有限的效果，后面我们会阐述其原因。因此，介于光纤长度和 RF 带宽的因素，无线小区的面积会受到限制。这些因素和其他系统参数相互之间有很多密切的联系。

累积噪声：光噪声功率，主要是量子噪声、相关性强度噪声和热噪声，会在光链路中对 RF 信号造成影响。除此以外，在空中接口处，无线信道噪声和各种串扰也会对 RF 信号造成影响。由于模拟系统的特点，光和无线信道的噪声功率将会累积起来，造成信号噪声比（SNR）严重劣化。这些噪声功率也与各种参数，如 RF 信号带宽、无线小区面积，和光纤长度有密切的联系。

Fi - Wi 链路中的失真：光调制器，不论是激光还是外调制，都是非线性器件。加上 ROF 链路是模拟的，且 RF 信号功率会有大幅变化，非线性失真是 ROF 链路的一个主要问题。ROF 链路连接了一个时变分散的无线信道，它附带了更多的信号质量失真因素。设计工程师需要对 Fi - Wi 信道互联附带设计一个失真补偿方案，这并不容易。本书的一个主要任务就是通过引入信号处理算法对互联 Fi - Wi 信道进行估计和均衡。

1.4 其他光纤到馈方案

1.4.1 数字化 ROF

由于模拟 ROF 系统的非线性失真、有限的动态范围，和累积性噪声等主要问题较难完美解决，研究者们开发了一些其他可替代方案。其中一种方案就是光载数字化 RF 信号方案。它从基站到无线接入点传输数字化 RF 信号。告诉 D/A 和 A/D 转换器价格的下降使数字化光载无线通信（DROF）技术最近收到高度关注。在 DROF 中，IQ 基带数字信号通过数字信号处理器后，被转换成光信号并在光纤中传输。这意味着远程无线端也可相应简化，在下行链路方向包含 D/A 转换器、增频转换器和放大器，在上行链路方向包含 A/D 转换器、减频转换器和放大器[15]。信号处理和调制功能将在 CBS 完成。因此，其架构也可满足 RAP 小型化和相对简单的需要。实际上，这样的数字链路已在当今无线系统中应用，用于数字基站与远程无线端的连接[7]。

当中心基站需要与多个远程端互联时，一般会使用一些复用技术以减少光纤使用量。波长与子载波复用是模拟 ROF 链路的传统方法。在数字 ROF 链路中，这一过程通常通过时分复用（Time - Division Multiplexing，TDM）和 WDM 实现。

1.4.2 光纤中频通信

另一种技方案为传输一个较低的，IF 信号取代传输 RF 信号。IF 传输有如下一些优点：

- 可以较好地解决光纤色散问题。在一些情况下可以使用多模光纤。
- 可以使用低频、低成本元器件，特别是针对调制器和解调器。
- 可以使用简单的强度调制和直接探测传输方案，以及半导体激光器直调。
- 可以在一个无线载波频率上单一链路进行多个信道的传输，例如，传输多个 MIMO 信道。

IF 传输的这些优点使其成为无线频率高于 3GHz，或多个无线信道必须在单一链路同时传输情况的一种较好选择。不过，这一方案需要 CBS 和 RAP 都具有频率转换功能。一些情况下，ROF 链路需要附加传输一个低频参考以保证精确锁频。

1.5 本书结构

在第 2 章中，我们将讨论 Fi – Wi 信道的基本元件。它们包括：

1）直调和外调光学发射器，即激光器和 Mach – Zehnder 调制器；

2）光纤信道（多模或单模），包括各种散射机制和它们对 RF 传输的影响；

3）PIN 和 APD 接收器，以及它们的噪声/增益特点；

4）无线信道基础，包括不同的传输模型。

功率分配包括累积性 SNR 的计算是 Fi – Wi 系统设计的关键。Fi – Wi 系统层叠了两个模拟信道。光和无线接收端的信号都较弱。不同的噪声功率也都在这两个接收端影响着传输信号。因此，我们需要定义两个 SNR，一个针对电学，一个针对光学部分。E/O 和 O/E 转换过程中会有较大损耗（通常是 20dB）。这会对总功率分配产生负面冲击。在最坏情况下，光部分的损耗会是电的两倍。这些问题与光学和无线信道长度之间成反比关系。我们会在第 3 章中分析这些问题。

ROF 链路的相关性强度噪声（RIN）在平均光功率不变的情况下为一常数。不过，许多情况下，RIN 会随着 RF 信号功率调制而出现增大的现象。这一“动态 RIN”带来了额外的挑战和饱和 SNR 效应。第 4 章将会在数学上求解深调制度系统的一个新的动态 RIN 表达式。这个表达式在调制系数很小时会退化为传统的表达式。

第 5 章和第 6 章表述了多系统 Fi – Wi 子载波复用 ROF 链路的问题。虽然光纤有足够的带宽，但设计 SCM ROF 链路并不是那么简单。因为非线性效应，两个信道的融合并不容易控制。每个 RF 信号的非线性失真与总 RF 功率有关，尤其影响较弱的信号。在带内非线性失真之外，两个无线系统之间也会存在交调。在这两章中，我们针对 Fi – Wi 链路传输，考虑了两种构思上不同的无线系统。我们考虑在

这两个无线系统的信号通过 Fi - Wi 信道同时传输时，同时分析物理层和 MAC 层以洞悉它们的性能。我们也将会在这两章中考虑噪声、非线性失真，和多用户交调，推到出两个系统的累积 SNR 近似表达式。

外调制 ROF 链路提供了较高的带宽和灵活性，并支持较高传输功率。不过，在 Mach - Zhender 调制器的非线性下，找到最优偏置点是非常重要的。在第 7 章，将会展示最优偏置点如何能提高 RF 链路增益，增大动态范围，减小噪声因数。我们也会从贝塞尔函数推导多于一个子载波传输时 Mach - Zehnder 调制器的谐波表达式。

第 8 章描述 Fi - Wi 系统自适应基带非线性建模的基本原理。虽然这些年来，光子学和微波领域都有了长足进步，但数字信号处理方法仍是处理基带非线性的较好手段。除此以外，基带 DSP 方法可以支持自适应案发，并与其他无线网络算法相匹配。注意虽然非线性失真发生在光学部分，但它也会最终影响到搭载信息的基带符号。因此，在基带直接处理失真会更有效果。

在非线性 Fi - Wi 系统建模之后，我们可以开发适合的补偿算法。第 9 章将会以 AWGN 无线信道为条件进行这一工作。这一章也会展示，如何使用有实际价值的自适应滤波器，分别补偿幅度和相位非线性。这一章介绍一个非对称架构，可在中心基站对正反两方向链路进行补偿，而不需要对移动终端做任何更新。

在高比特率传输中，多径散射和码间串扰（ISI）问题是 Fi - Wi 系统的主要问题。在 Fi - Wi 系统中，ISI 通常会与非线性失真一起发生。因光纤与无线信道相连，这个互联信道需要合并进行估计，这又是一个特殊的挑战。第 10 章展示了如何进行这种估计。通过估计，我们可以开发一个合并补偿方案，既可处理线性分散动态的无线信道，又可处理静态的非线性光学链路。我们将在第 11 章中描述这一方案。第 12 章将对这一均衡器做性能分析。

第四代（4G）和第五代（5G）无线网络采用 CDMA、OFDM，或两者的结合。在这些技术中，多用户 CDMA Fi - Wi 技术是另一个特殊的挑战。在这个技术中，多用户共享一个 ROF 链路。这个公共静态非线性信道是用户各自的动态无线信道的串联。第 13 章将处理这个问题。

第 14 章对无线通信的历史以及未来可能的发展方将做一个简短的回顾和展望。主要讨论 4G 和 5G 系统。在本章中我们也会展示在未来无线系统中，光纤到馈如何发挥重要作用。我们也会描述 OFDM 无线系统，以及 OFDM - CDMA 混合系统的优势。我们也将回顾各种减小“峰值平均功率比”问题的方法，并解释自适应调制方案如何减小 OFDM Fi - Wi 系统的损耗。

2　Fi－Wi 核心链路元件

本章描述 ROF Fi－Wi 系统的核心元件以及它们的特性如何影响无线通信系统的无线信号。注意本章（或本书）的目的不是提供光纤或无线通信设备所有特征的详细信息，只关注本书重点关注的 Fi－Wi 链路元件的特性。如果读者们希望可以了解有关光纤和无线通信的基础知识，可以去阅读参考文献中的相关内容。

本章也会介绍一些 ROF 链路性能上的优势。这些 ROF 链路性能影响各种应用。如 RF 增益、噪声因数（NF）、带宽和无杂散动态范围（SFDR）。

2.1　RF—光调制

RF—光调制可以通过直调光源（激光器或 LED，见图 2.1）或外调制光载波实现。两种方法都有各自的优缺点。直调和外调制技术都可调制强度（光功率）或调制光载波幅度和相位。调制强度和调制光载幅度和相位分别成为“强度调制”和“相干调制”。与其相对应的探测处理则成为“直接探测”和“相干探测”。强度调制（和光探测器的直接探测（IM/DD））因其方法简单而得到广泛应用。

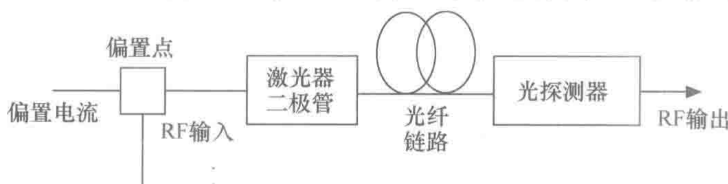


图 2.1　RF—光直调方案

在本章中，我们回顾直接强度调制和激光器诸属性。第 7 章将对外调制进行详细讨论。

2.1.1　直接强度调制和激光器二极管

在直接强度调制中，光源的驱动电流直接根据调制 RF 信号改变，发光和光调制同时进行。这个方法较简单，稳定性较高，成本较低。该技术可满足几个吉赫兹无线应用的性能需要。

图 2.2 所示为一个激光二极管的基本特性。在模拟调制情况下，激光器偏置在受激辐射区的中间点。过大的驱动电流将会使激光器饱和，而过小的电流会使其关断。因此，RF 信号对半导体激光器的调制只有很小的动态范围。

直调有一些需要注意的问题。首先，激光器的斜线效率是一个重要的参数，它

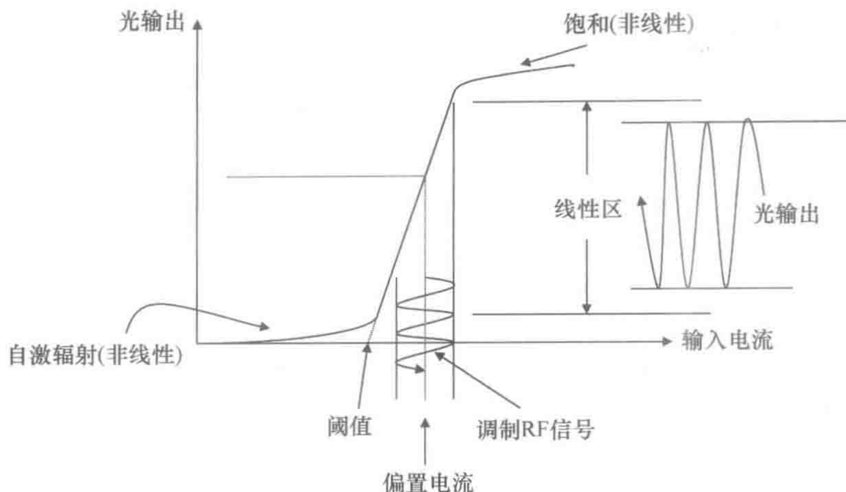


图 2.2　激光器的直接模拟调制性质

是决定 ROF 链路的增益的关键性指标[16]。此外，最大调制频率应该比激光器谐振频率小，以避免振荡。一些文献建议调制频率最好要比激光器谐振频率小 20% ~ 25%。对直调而言，二极管激光器的最大调制频率与光功率的二次方根成正比[17]。商用激光器大多数可以处理在 20GHz 以内的 RF 信号[15]，一些实验结果显示可以进行更高频率的直调。

除此以外，直调通常会在调制阶段造成高 RF 损耗。这是由于激光器较小的调制增益（E/O 转换效率）造成的。AC 调制增益为 $P-I$ 曲线的斜率（见图 2.2），DC 调制增益为平均光功率和偏置电流的比值（mW/mA）。AV 调制增益和 ROF 系统设计有较大关系，而提升这个调制增益却并不容易。

造成损耗的其他原因是激光器和传输线的阻抗失配。正向偏置的激光器阻抗很低，只有 2 ~ 3Ω。RF 传输线阻抗一般为 50Ω 或 75Ω。因此，直调激光器需要 RF 阻抗匹配电路。失配损耗与 RF 阻抗匹配电路设计有关。当阻抗匹配电路显阻性时，失配损耗较大。典型计算（第 3 章）显示阻性匹配的 E/O 转换损耗会达到约 39dB[18]。当阻抗匹配电路显抗性，且 RF 载波频率在谐振峰附近时，失配损耗可以减小的大约 20dB[19]。虽然匹配显抗性会减小带宽，但因其低损耗的特点广泛用于 Fi – Wi 系统。

2.1.1.1　激光器二极管

让我们简要回顾基本激光原理。我们都知道正向偏置的 PN 节在合适的条件下，会发生空穴和电子复合而发光。半导体激光器会设计阱结构（或激活区）限制发出的光，在一定物理尺寸中生成驻波，以形成光波谐振。当光（光子）强超过一定的阈值时，本征光子激发更多的光子辐射出来形成“受激辐射”过程。生成的光由一些有用的性质，即空间和时间相干、窄频谱，和线偏振。这些性质使激光器成为光纤通信的理想光源。

ROF 应用中通常使用两种类型激光器。

Fabry – Perot 激光器（FPL）：这可能是最基本激光器，因低价而应用广泛。FPL 有一个长方体阱，并用阱的边界反射进行反馈。因为长方形阱中会出现多个稳定模式，FPL 发出的光包含一些纵摸。因此，其特征宽度（谱线宽度）也相对较宽，且在光纤色散时有较高的失真。FPL 会对跳模和模分配噪声。这些性质影响了 FPL 在 ROF 链路中的普及程度。

分布反馈（DFB）**激光器**：在 DFB 激光器中，分布布拉格散射光栅产生谐振所需的光正反馈。因为光栅只反射一种波长，所以这种结构只产生激发一种模式（见图 2.3）。因此 DFB 激光器非常适合作为低价单模激光器。且这种激光器会大幅减小光纤色散和单边带噪声。同时，在直调时，它的动态范围较宽，失真较低。这些性质使 DFB 激光器成为 ROF 应用的最佳选择。

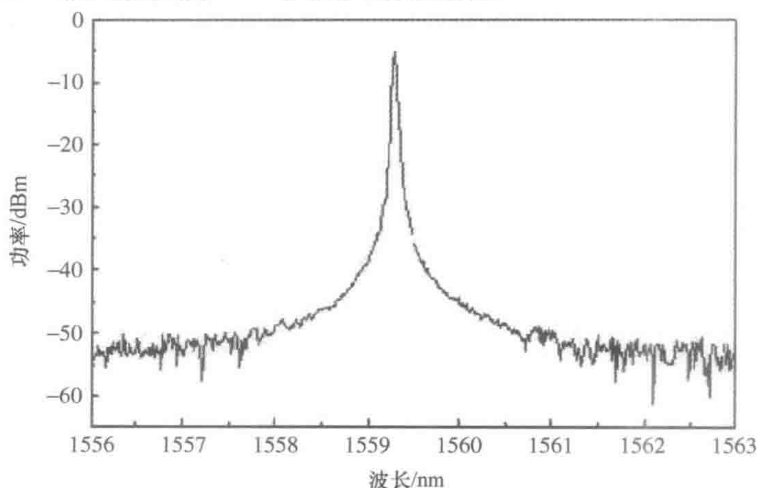


图 2.3 DFB 激光器的典型光谱，瑞尔森通信实验室测量

2.1.1.2 激光器的非线性

激光器由于其受激辐射过程而具有非线性。受激辐射只在驱动电流超过阈值时才会发生，发光功率在饱和之前呈指数增长。指数增长通常近似为线性增长，但是它并不是真正的线性。这一激光器的非线性特点在很多模拟应用中带来麻烦，特别是在 ROF 链路中。激光器的非线性限制了 ROF 链路的（无杂散）动态范围[⊖]，因而限制了无线小区大小。

多频声测量用于表征这种非线性。当只有一个频率时，测量 1dB 压缩点的非线性。当有两个或更多频率时，关键测量为三阶互调截取点非线性。在这些截取点上，互调项的功率与线性项相同。我们主要关心奇次互调积，它会在典型带通系统中与线性项频率发生重叠。

⊖ 这是一个线性输出项高于噪声基底，而交调乘积项低于噪声基底决定的 RF 输入功率范围。

在时域特性上，激光器二极管有两种非线性（静态和动态）。这两个非线性彼此紧密相关[20]。

2.1.1.3 静态非线性

在图 2.2 中的 $P-I$ 曲线中我们可以看出，ROF 链路的激光器偏置在受激辐射区的中点。如前文所述，虽然我们假设受激辐射区的 $P-I$ 曲线为线性，但其实它并不是真正的线性。这个曲线有时会用指数函数或三阶多项式表示[20-22]。这个多项式如式（2.1）所示。

$$P(t) = P_o[1 + ms(t) + a_2m^2s^2(t) + a_3m^3s^3(t)] \tag{2.1}$$

式中 $s(t)$ 是调制信号电流；m 是调制度；$P(t)$ 是激光器发射瞬时光功率；P_o 是平均光功率。

式（2.1）表示的无记忆非线性为静态非线性或 AM/AM 增益压缩。在式（2.1）中，二阶失真与 P 的一次微分成正比，dP/dI，三阶失真与 P 的二次微分成正比，d^2P/dI^2[23]。曲线的三阶系数，a_2 和 a_3 需要由实验确定。其他一些学者认为这两个系数可由其他办法确定。

光调制度 m 定义为峰值光功率与平均光功率（P_o）的比（见图 2.4a）。通常，低 m 情况的非线性失真也较低。不过，低 m 也会减小 RF 子载波功率和信噪比。与此相对，高调制度会增大饱和失真和剪波发生概率。

当激光器被一个平缓变化的 RF 信号驱动时会出现静态非线性。这个 RF 信号的频率成分比激光器的谐振频率小很多。当调制信号剧烈变化时，如 RF 器件在开/断切换或其他一些情况下，激光器会出现动态非线性。在分析 ROF 极宽带（UWB）无线系统确切性能时，会考虑激光器的动态特性。

2.1.1.4 动态非线性

激光器的动态特性由两个差分方程描述。它们称为激光速率方程。因激光器属

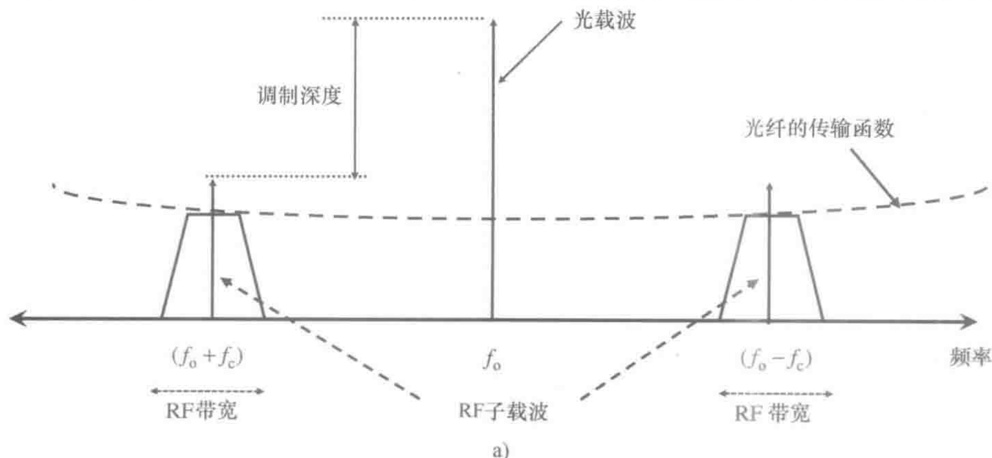
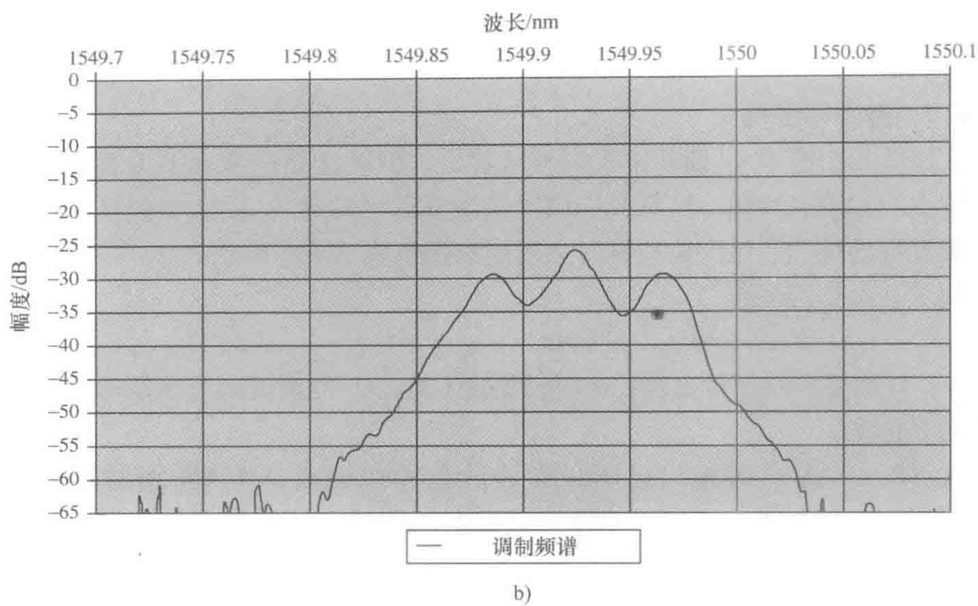


图 2.4 理论和实际的 ROF 链路 DSB 频谱，瑞尔森通信实验室测量

a）双边带 ROF 频谱草图（光纤中）



b)

图 2.4　理论和实际的 ROF 链路 DSB 频谱，瑞尔森通信实验室测量（续）
b）测出的 ROF 频谱（光纤中）

于耗散系统，它有随时间趋于无穷大时的渐进解。这个解与初始条件无关[24]。因此，如果忽略瞬态情况，这个激光器可以由速率方程的渐进解描述。

通常，半导体激光器二极管的动态非线性与频率有关。不过，假如调制频率比激光器谐振频率小至少 5 倍的话，其动态非线性可认为与频率无关[25]。在瞬态和快速变化的信号条件下，动态非线性会起到关键影响。

涉及电子 - 光子转换过程是非线性的。激光器速率方程涉及这一过程，如式（2.2）和式（2.3）所示。方程的所有参数见表 2.1。光限制因子为激活区体积和模态体积之比。

表 2.1　激光器速率方程的参数

符号	参数	单位
N_e	有源激发区电子密度	m^{-3}
N_p	有源激发区光子密度	m^{-3}
Γ	光限制因子	
g_o	增益斜率常数	
N_{og}	净增益为零时的电子密度	m^{-3}
τ_p	光子寿命	s
τ_n	电子寿命	s
β	耦合到激光模态的自激发成分	–
V_{act}	有源区体积	m^3
q	电子电荷	C
I_A	有源区注入电流	A
ε	有源区增益压缩系数	–

$$\frac{\mathrm{d}N_{\mathrm{e}}}{\mathrm{d}t}=\frac{I_{\mathrm{A}}}{qV_{\mathrm{act}}}-\frac{N_{\mathrm{e}}}{\tau_{\mathrm{n}}}-g_{\mathrm{o}}(N_{\mathrm{e}}-N_{\mathrm{og}})(1-\varepsilon N_{\mathrm{p}})N_{\mathrm{p}} \tag{2.2}$$

$$\frac{\mathrm{d}N_{\mathrm{p}}}{\mathrm{d}t}=\left[g_{\mathrm{o}}(N_{\mathrm{e}}-N_{\mathrm{og}})(1-\varepsilon N_{\mathrm{p}})N_{\mathrm{p}}-\frac{N_{\mathrm{p}}}{\tau_{\mathrm{p}}}+\beta\frac{N_{\mathrm{e}}}{\tau_{\mathrm{n}}}\right]\Gamma \tag{2.3}$$

2.1.1.5 激光器剪波

在直调中，当调制电流低于阈值时，输出光信号会出现剪波（见图 2.5）。我们关心冲击剪波噪声的发生概率和它的周期。假如激光器输入 s（t）是一个稳定的零均值高斯过程时，则对它的输出 P（t），考虑剪波噪声 n_{cl}（t），有

$$P(t)=K_{\mathrm{cl}}ms(t)+n_{\mathrm{cl}}(t) \tag{2.4}$$

式中 K_{cl}是剪波幅度。

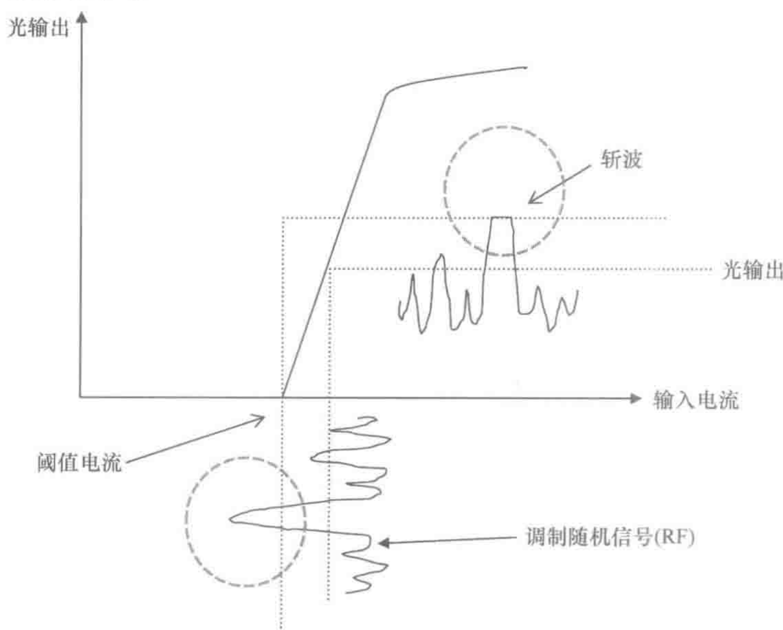


图 2.5 直调激光器的斩波现象

当剪波间隔的概率密度函数可由 Raylengh 函数近似表示时，剪波率可近似于 Poisson 过程[26]。在冲击周期内的剪波输出形状近似于一条水平线，或是一个抛物线。稍后我们将给出更准确的描述。剪波失真是子载波复用系统和 OFDM 系统的主要问题。特别是对在 3G 和 4G 网络中广泛应用的 OFDM 技术，高“峰值－平均功率比”会增加剪波概率。多种编码和其他技术被证明一定程度上可以减小峰值－平均功率比”。

2.1.1.6 小信号频率响应

当调制度 m 较小时，我们可以进行小信号分析。在小信号条件下，分析显示激光器二极管的本征调制响应与二阶低通网络类似[17]。这个响应表现为，频响曲线以 40dB/单位下降之前，在谐振频率（f_{r}）处会出现一个小尖峰。谐振（或本

征）频率为激光产生的弛豫振荡频率。这个频率同时限定了激光器最大可调制频率。F_r一般为几十吉赫兹，并与 ROF 链路平均光功率的二次方根成正比[17]。通常，谐振峰越高，激光器的相位非线性失真就越严重。

一般情况，调制频率应该比f_r小很多。但是，在一些时候，当驱动电流高于阈值电流 10～12 倍时，f_r将会飙升。文献［27］给出的例子中，当以很高电流驱动激光器直调时，f_r增大到 33GHz。虽然这类试验结果值得关注，但大多数情况激光器的f_r较低。

2.1.1.7 小信号分析

小信号分析优势会揭示出激光器参数间一些有趣的关系。例如 Tucker et al.[28,29]得到了交调和谐波失真与激光器调制频率（f_c），谐振频率（f_r），增益压缩参数之间的关系，并进行了实验验证。增益压缩的变化是器件相关失真的主要原因。更多研究请参考［20］，其中包括链路各种噪声成分的 SFDR 表达式，如下式所示：

$$\mathrm{SFDR} = \frac{2}{3}\lg\left[I_{\mathrm{D}}^2 \Big/ \left|(f/f_{\mathrm{r}})^4 - 1/2\left(\frac{f}{f_{\mathrm{r}}}\right)^2\right|(P_{\mathrm{RIN}} * I_{\mathrm{D}}^2 + 2qI_{\mathrm{D}} + \langle i_{\mathrm{n}}^2\rangle)\right] \quad (2.5)$$

式中 I_{D}为探测器电流（正比于光功率）；$\langle I_{\mathrm{th}}^2\rangle$ 是接收器热噪声（与光功率无关）；（$P_{\mathrm{RIN}} * I_{\mathrm{D}}^2$）是激光器相关性强度噪声功率（正比于光功率的二次方）。

但是，Fi－Wi 系统通常不符合小信号条件。因此，我们往往需要精确的实际测量 SFDR。

2.1.1.8 激光器啁啾和噪声分散

激光器强度调制之外不希望出现的频率调制称为“啁啾（chirp）”。啁啾会因光纤色散造成不希望出现的幅度失真。

但啁啾会对 ROF 链路带来一个意想不到的好处。因总噪声功率会分布在啁啾频谱上，而啁啾线宽又比原始线宽宽很多，所以其会减小噪声对信号的影响。当啁啾失真增加时，通带噪声减小。让我们对啁啾做一个定量分析。啁啾通常在 50～150MHz/mA 范围。而一个一般的激光器（Ortel PFT－1700）的 SFDR 一般为0dB～－40dB 范围。在平均功率－20dB 等级上，平均输入电流为 22.36mA（50Ω 系统），而电流会围绕平均值上下波动±111.8mA（为 10～135mA）。在 150MHz/mA 啁啾增益情况下，电流波动会造成光频率移动 33.54GHz（0.193nm 波长移动）。噪声功率会分布在这 33.54GHz 上。因此，RF 调制频率（如 1.8GHz）上的噪声会变得更小。不过，对光探测器来说，波长移动（0.193nm）的影响并不明显。

2.1.1.9 相关性强度噪声

累积性噪声包括多次光反射、布里渊散射，和激光器本征强度噪声都可合称为相关性强度噪声。RIN 与光源相干有关[30]。RIN 与光强的二次成正比。我们可以用式（2.6）表示：

$$\langle I_{\mathrm{RIN}}^2\rangle = (P_{\mathrm{RIN}})I_{\mathrm{D}}^2B \quad (2.6)$$

式中 P_{RIN}（dB/Hz）是给定激光器二极管的一个参数；B 是 RF 带宽，I_D 为探测器电流。如果 P_{RIN} 为 -155dB/Hz 的话，线性系数 P_{RIN}（A^2/Hz）可以表示为 P_{RIN}（A^2/Hz）$= 10^{\frac{P_{RIN}}{10}}$。一般 P_{RIN} 可由双边带功率谱密度 N_{RIN} 定义，即 $P_{RIN} = \langle 2N_{RIN} \rangle / P(t)^2$。

稍后，在本书中我们会推导一个可以更好表征动态特性的式子。

2.1.1.10 直调激光器建模

静态条件下对激光器建模相对简单，可以使用无记忆多项式或 Volterra 核模型(有记忆)[31]。

因激光器大信号条件下的动态特性非常复杂，包含一系列未知非线性因数，多位学者都对其近似模型做了研究。一种近似方法使用激光器二极管的等效电路，参见文献［28，29］。当确认了一种近似等效电路模型后，我们便可以通过各种电路分析法对动态特性进行分析。

另一种方法是用 simulink 等软件在动态条件下直接求解激光器速率方程[32]。

但是，因为一种特定的模型往往基于一系列与器件相关的参数，这些参数的精确性会对模型本身的精确性造成一系列的影响。特别是在这些参数需要实验测定的情况下。

最近，自适应性建模方法开始被用于减小器件相关性问题。例如文献［33］用一个数字自适应滤波器对包括激光器在内的全 ROF 链路进行了建模。这个方法提供了一种有吸引力的备选方案。

2.1.2 外强度调制

外调制情况下，激光器由一个恒定电流驱动，生成连续波（CW）输出。这一恒定光输出随后经过外光调制器（EOM），进行强度调制，如图 2.6 所示。

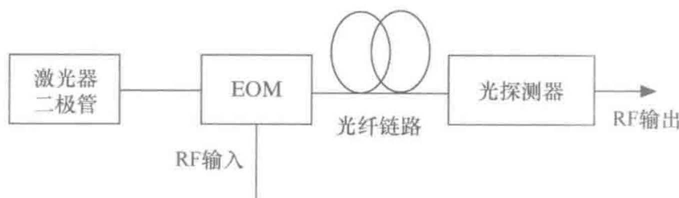


图 2.6 RF - 光外调制方案

外调制有很多好处，因此高性能链路中通常使用外调制。最广泛应用的外调制器为 Mach - Zehnder 干涉仪（MZI），以及另一种富有前景的备选方案——电吸收调制器（EAM）。

2.1.2.1 Mach - Zehnder 干涉仪

让我们对 Mach - Zehnder 做一个回顾。MZI 有非常高的带宽（超过 110GHz[16]）以及可以调制相当高的光强的连续光（达 400mW[27]）。另一方面，

MZI 也是一种非线性器件，它也会根据偏置位置产生谐波。MZI 价格昂贵，并需要一个牢固的外壳保护。

通常，MZI 会产生一个双边带频谱。不过，可以对它做进一步配置，用于单边带任意调制度的 RF－光调制。MZI 也需要偏置在最优点，以减小非线性和不需要的高阶谐波功率[13]。

MZI 基于电光效应工作。电光效应是强度调制器的基础。激光器发出的 CW 光均分进入 MZI 的两个臂，它们在这时没有相位差。随后，外部电场下，电子会造成调制器电－光物质（一般是铌酸锂，$LiNbO_3$）折射率发生微小改变。从而在这个外部电作用下的臂上，光场的相位会发生 $\Delta\phi$ 的移相。而没有电场作用的臂上，光场的相位不变㊀。移相会带来相对应的差分延迟。

当两个臂上的光在 3dB 合路器合路时，干涉理论显示，一个臂上的相位调制会变为强度调制。$\Delta\phi=0$ 或 2π 整数倍时，输出光强会出现一个峰值。而当 $\Delta\phi=\pi$ 或 π 的奇数倍时，光强较弱。即，光强会以 $1+\cos(\Delta\phi)$ 变化。因此，MZI 既可以用于模拟（RF）调制，也可以用于数字（RF）调制。MZI 余弦形式的响应可由两个经典参数描述：自由光谱范围——描述 MZI 频谱周期性，和隔离度（dB）——表示干涉仪输出的干涉差因子。

调制器本身的非线性制约了它的线性区间。MZI 需要被偏置在其半功率（－3dB）点。这个点被称为正交点，它反映了绝大部分的线性区范围。

很多文献中都描述了减小非线性失真的技术，如（自适应性）预补偿方法、正馈线性化技术，和平衡探测方法。每种方法都有各自的优点和不足。大部分可用于激光器的线性化技术，都可通过一些改进用于 MZI。

2.1.2.2 电吸收调制器

电吸收器是另一种非常有趣的外调制器。第七章会对 EAM 做一个详细的讲解。EAM 是一种半导体，它可以在一定工艺下与激光器或光探测器集成。Wake et al. 的一个有趣的工作显示 EAM 可以作为一个无源（无外部能量供给）的单节点 RAP，进行全双工操作支持极微小区[5]。

EAM 为一个 p 掺杂、一个 n 掺杂，和一个有源区组成的三明治半导体结构，即 p－i－n 结构。EAM 的工作原理基于 Franz－Keldysh 效应。简而言之，这个效应为：当电场增加时，半导体的有效能带带隙会缩小。

当 pn 结上没有偏置电压时，有源区的带隙刚好可以让激光器产生的光波穿过。当 pn 结被一个足够大的反向电压偏置时，有效带隙会减小到有源区开始吸收激光器发出的光，所以光将无法穿过有源区。

在现实中的 EAM 内，有源区通常为多量子阱（MWQ）结构。这个结构有较强的场相关性吸收效应（即斯塔克效应）。

㊀ 移相相当于延时或增加一个额外传输距离 ΔL，或 MZI 一个臂的延迟。

EAM 输出光强和反向电压的关系如图 2.7 中的开关曲线所示。

调制器从开到关所需的开关电压一般为 1.5～4V，输出功率的动态减小量一般为 11～13dB。

因作用于有源区的电场不仅调制吸收特性，也会调制 EAM 的折射率，所以 EAM 会产生一些斩波。但要比直调激光器要小很多。0～1V 这样的一个较小开状态（偏置）电压可以减小调制斩波。

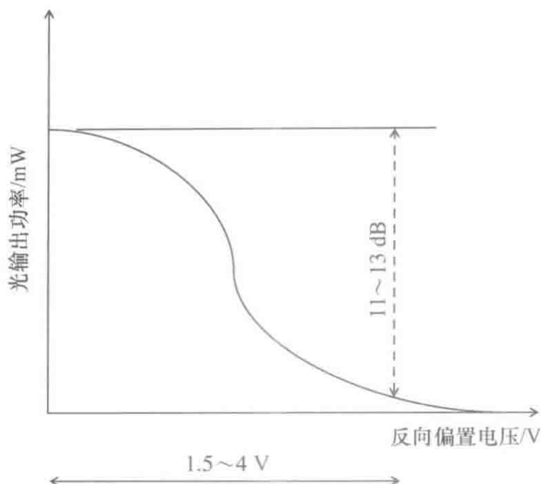


图 2.7 电吸收调制器典型的开关特性

2.2 光纤信道

负责搭载 RF 信号的光纤是 Fi－Wi 系统中的重要组件。如前文所述，光纤是传输 RF 信号的最佳通信信道。它拥有富裕的带宽和较低的衰减。ROF 工程师在设计前需要理解一些光纤的基本常识。

光纤可以根据其传输模数分类。单模光纤（SMF）只能通过一个模态（光波信号的电磁基模）。注意单模光纤可以传输多种波长的光，但只能通过每个波长光的基模[⊖]。单模光纤因此得名。

与此相反，多模光纤（MMF）可以通过同一波长光信号的多个模态。因此，它的模态色散也相对较大。多模光纤的芯线较粗。因此，MMF 可以用于低功率 LED 做光源的短距离应用。它通常具有低价格、低带宽分辨率的特点。

光纤也可以根据折射率分布进行分类，即阶梯折射率光纤和渐变折射率光纤。阶梯折射率光纤有一个高折射率的芯线，四周围绕了一个较低折射率的包层。渐变折射率光纤的芯线更为复杂，它的折射率延光纤半径向外逐渐变小。阶梯折射率光纤应用更为广泛。因此，我们主要关注阶梯折射率光纤。

2.2.1 衰减

ROF 设计工程师需要格外注意光纤的两个属性：衰减和色散。我们首先关注衰减。很显然，较低衰减对功率链路分配更有利。我们下面对光纤的各种衰减机制做一个简要讨论。

光纤上的光信号衰减 α_f 通常以 dB/km 为单位。它为输入光功率和输出光功率之比。

⊖ 许多学生在这里有疑问，因此特别在此说明。

图 2.8 显示对一般的玻璃光纤而言，光纤衰减与波长有关。多种不同的机制都会造成损耗，如瑞利散射（Rayleigh Scattering）、光纤中金属杂质和水分子造成的吸收，以及玻璃分子的本征吸收等等。瑞利散射主要发生在短波长范围。而 1240nm 和 1380nm 附近的吸收峰则主要是 OH^- 离子和金属离子造成的。假如去除掉这些杂质，则不会在这两个波长出现吸收。最新技术已经可以实现这样的光纤，该产品名为 Low Water Peak 和 All Pass Fiber。对 λ 大于 1600nm 的波段，损耗吸收增大是因为玻璃分子对红外光的本征吸收所致。本征红外吸收是玻璃纤维的一个性质，没有任何纯化技术可以消除这个本征吸收尾。

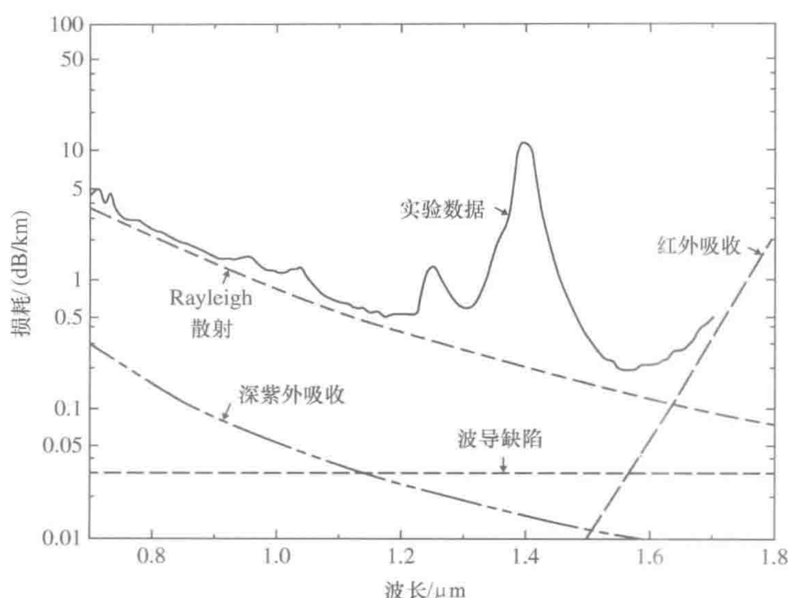


图 2.8 玻璃光纤的典型衰减特性

ROF 工程师需要牢记：光纤中的 RF 信号衰减与光波长有关，而与 RF 信号频率无关。$\lambda = 1550$nm 时，光纤有最低衰减为 0.2dB/km。这也很好的说明损耗与传播模态或光纤类型无关。换句话说，MMF 和 SMF 在波长给定的情况下损耗相同。

在这里有必要说明，任何光功率衰减都将会是电气功率衰减的两倍。其原因在于，电气功率（在激光器或光探测器处的）与驱动/探测电流的平方成正比，而光功率直接与驱动/探测电流成正比。第 3 章将从数学上证明这一点。

当使用光纤分路器时，功率损耗将会是 ROF 链路的主要问题。例如，1×64 分路器的功率损耗会是 2×log（64） =36dB。这会导致 PON 网络传输无线电波时出现问题。表 2.2 列举了一些典型损耗值。表 2.3 列举了一些损耗值的 dB 单位表示。注意 15dB 就对应了 97% 的功率损耗。

表 2.2 玻璃光纤的损耗值

窗口	波长/nm	衰减/（dB/km）
First	850	3～3.5
Second	1310	0.4
Third	1550（C band）	0.2
Fourth	1625（L band）	0.2

表 2.3 功率损耗值的百分数和 dB 表示

损耗/dB	功率损失	功率剩余	剩余功率所占总功率的份数
3	50%	50%	1/2
6	75%	25%	1/4
10	90%	10%	1/10
15	96.8%	3.2%	1/30
20	99%	1%	1/100

2.2.2 多模光纤 ROF

多模光纤和单模光纤一般都可用于传输 RF 信号。不过，如前文所述，多模光纤通常由较大的模态色散，只能用于相对较短距离的传输。简单来说，不同的模态会以不同速度在光纤中传播，从而造成模态色散。

通常 MMF 中有很多模态，使得 MMF 呈现类似低通滤波器的特性。这些模态的组合可以近似表示为一个高斯函数。MMF 的冲击响应 $h_{\mathrm{mmf}}(t)$ 可以写作[34]：

$$h_{\mathrm{mmf}}(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}}\exp\left[\frac{-(t-\tau)^2}{2\sigma^2}\right] \tag{2.7}$$

式中 σ 为标准差，它一般随光纤长度增加而增加；τ 是平均延迟。

MMF 的带通特性也可用高斯函数近似表示，其带宽与 σ 成反比。MMF 的带宽通常限制了某个 RF 频率的传输距离。

MMF 也存在于光源线宽有关的材料色散。它要比宽带 LED 大很多，但比激光器二极管要小。

MMF 的大芯线直径会提供较大的轴向耦合裕度。因此 MMF 配套的连接器和设备都比较便宜，耦合工作也只需要较少的技能就可完成。因此，MMF 是短距离（一般小于 10km）应用的较好选择。MMF 也通常用于建筑物内网络铺设，它的曲折损耗较小。MMF 流行搭配垂直腔面发射激光器（VCSEL）作为光源。这种激光器可以和 MMF 高功率耦合。

一些文献中有很多有关 MMF 的很好的实验结果。例如，在文献［35］中，MMF 用于传输 480Mbit/s UWB 射频信号（3.1～10.6GHz）跨越 400m 距离。文献［36］的作者也成功实现了 18.3GHz，36Mbit/s 传输 52 个子载波 OFDM 信号，跨

越 950m 距离的 MMF 室内网络。

2.2.3 单模光纤 ROF

单模光纤因其低色散性质，在 ROF 中使用更为广泛。SMF 不存在模态散射，因此它的带宽很广。不过，SM 光纤存在色散或群速度散射。这是因为玻璃的折射率与波长相关。任何一个实际中得光源都包括多个波长的光，它们构成一个波长群。而不同波长成分在玻璃中传播，会因各自折射率不同而出现不同的速度。这一个现象称为色散。色散会对无线信号传输产生有趣的影响，我们现在对此进行研究。

2.2.3.1 色散

色散包含两个截然不同的成分：波导色散和材料色散。波导色散，是由于光波能量在光纤包层中传播快于在芯线中传播所致。光纤包层的折射率比芯线略小。因此，波导色散的等级为负。材料色散是由于不同波长在芯线中传输速度不同所致。

对标准玻璃光纤而言，在 1310nm 波长处，材料色散和波导色散相互抵消。故这个波长称为零色散波长。而 1550nm 有最低的衰减，因此用于掺铒激光放大器。这两种特性使得 1550nm 波长广泛用于对衰减敏感的应用，而 1310nm 波长用于对色散敏感的应用。

光纤传输函数在频域的表示用于研究色散对 RF 信号的影响。对窄线宽激光器（例如当光源线宽和调制线宽相当时），忽略光纤衰减，光纤传输函数可由下面的带通函数表示[37]：

$$H_{\mathrm{SMF}}(f) = \exp\left[\frac{\mathrm{j}\pi D_{\mathrm{cd}}\lambda_{\mathrm{o}}^{2}(f-f_{\mathrm{o}})^{2}L_{\mathrm{f}}}{c}\right] \tag{2.8}$$

式中 D_{cd}为色散参数，其单位为 ps/（nm－km）；λ_0为光波长；f_{o}为光信号的频率；f为光载波频率偏移量，则$f_{\mathrm{c}}=f-f_{\mathrm{o}}$为无线载波频率；$L_{\mathrm{f}}$为光纤长度（km）；$c$为光在真空中的速度。

这个方程简明扼要的告诉我们，RF 子载波的相位会在光纤传输中变化，它使光纤长度和无线频率的函数。上边带和下边带会出现等值反相的相位变化，对某一特定光纤长度，它们相互抵消而与f_{c}无关。这种现象被称为边带抵消效应。我们下面将做一个简单的证明。

假设调制 RF 信号 $s(t)$ 有一个实子载波：

$$s(t) = \cos(2\pi f_{\mathrm{c}}t) \tag{2.9}$$

则激光器的输出光场（并不是光强），被幅度调制，可以表示为

$$e_{\mathrm{o}}(t) = [1+ms(t)]\exp(\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{o}}t) \tag{2.10}$$

其中 m 为激光器调制度。对这个波形进行傅里叶变换，可得

$$E_{\mathrm{o}}(f) = \delta(f-f_{\mathrm{o}}) + \frac{m}{2}[\delta(f-\overline{f_{\mathrm{o}}-f_{\mathrm{c}}}) + \delta(f-\overline{f_{\mathrm{o}}+f_{\mathrm{c}}})] \tag{2.11}$$

这个式子包括一个以光载波频率f_{o}为中心的双边带，它的上边带和下边带分

别为 $\delta(f-\overline{f_o-f_c})$ 和 $\delta(f-\overline{f_o+f_c})$。除去 RF 带宽，该频谱应如图 2.4a 中的形状。现在，我们将式（2.11）和式（2.8）相乘，得到在光纤末端的光信号，然后对其进行自相关操作⊖。

因此，探测器接收的 RF 功率 $P_{r,rf}$，可以表示为光纤长度 L_f的函数：

$$P_{R,RF}(L_f) \propto \cos^2\left[\frac{\pi D_{cd} L_f \lambda_o^2 f_c^2}{c}\right] \tag{2.12}$$

式（2.12）的完整证明请参考文献［37］。

式（2.12）表示了 ROF 链路接收的 RF 信号功率会随色散参数、无线频率，和光纤长度而变化。从式（2.12）可得，边带抵消效应会造成接收功率变为零。图 2.9 表示了边带抵消效应的频率与波长相关性。我们可以看到，即使在 1550nm，$f_c = 1.8\text{GHz}$ 时，边带抵消效应也会在光纤长度约等于 300km 处发生。在 1310nm，这个距离大约为 3000km。不过，一般来讲，从 CBS 到 RAP 之间的距离要比以上长度小很多。在几个吉赫兹 f_c的应用中，边带抵消效应并不是我们需要主要关心的。但是，边带抵消对毫米波频率应用是一个严重问题。很多研究者正在开发新技术和单边带调制技术，以克服边带抵消问题[38]。

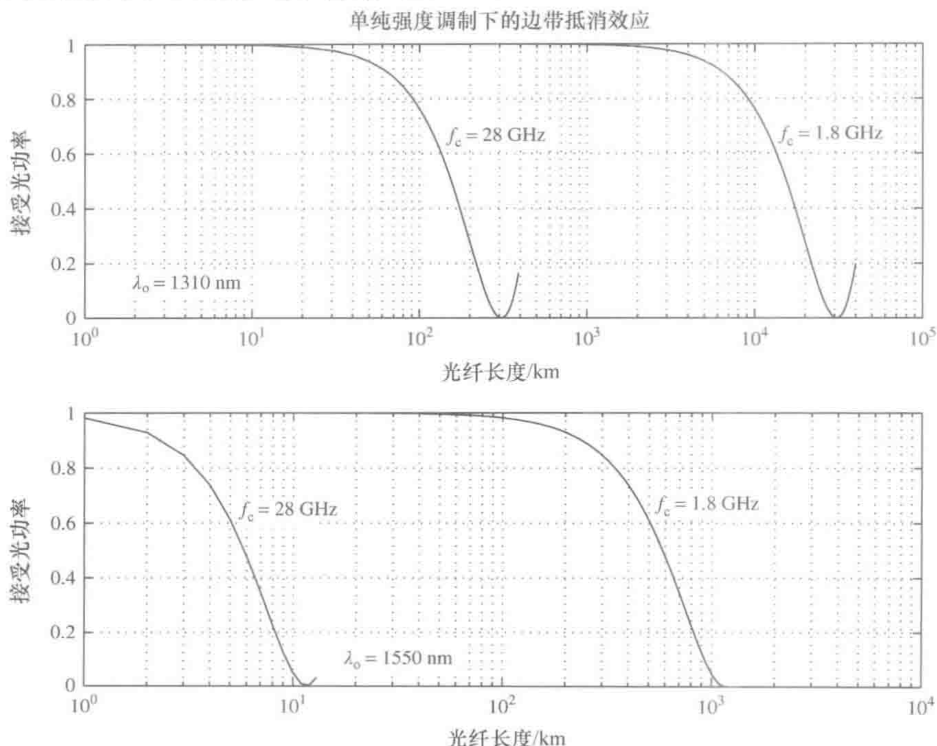


图 2.9 色散引起的边带抵消效应

⊖ 探测器是一种平方律器件，即光电流与光场（或光强）的平方成正比。时域上的平方与 f_c 上的带通滤波器等效。因为时域上的平方等同于在频域上移频 f_c 进行自相关操作。

更进一步来说，色散效应对 RF 带宽的影响可以计算。让我们考虑一个理想的 0.5GHz，带宽从 1.7 ~ 2.2GHz 的 RF 信号。在 1.7GHz 计算 $P_{r,rf}$，然后减去 2.2GHz 的 $P_{r,rf}$，即可得到两者的衰减差为 5.17e − 9/km。这是完全可以忽略的量级。因此，**色散效应在大多数实际的 ROF 链路中可以忽略不计**。

2.2.3.2 偏振模色散

偏振模色散（PMD）是光纤波导传输中两个偏振模态具有不同的群速度而引起的[39]。它会通过两种机制造成二阶失真。第一种机制是当光的偏振态通过光纤时，传播时间会发生变化。第二种机制是由于链路中偏振敏感元件引起的。第二种机制造成的失真可以通过替换偏振敏感元件避免。而在现代光纤中的 PMD，即使是第一种机制造成的失真，也可通过改进生产技术而减小。特别对于较短长度的光纤来说，它已不再是很严重的问题。

ROF 链路中重要的光纤色散机制总结在图 2.10 中。

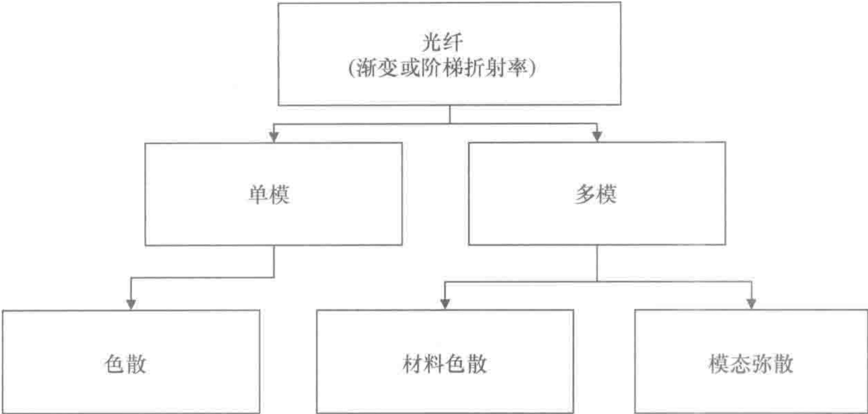


图 2.10 不同光纤的主要色散机制

2.2.3.3 色散位移光纤

我们在前文了解到在 1310nm 波长，单模光纤的色散几乎为零。这个波长被称为“零色散波长”。而 1550nm 波长有最低的衰减，所以掺饵光纤放大器（EDFA）一般工作在这一波段。而诸多工作也试图将“零色散波长”移动到 1550nm。其成果就是“色散位移光纤”。色散位移一般通过增加波导色散量实现，包括如减小光纤芯线直径等技术。色散位移光纤有不一样的 D_{cd} 值。色散位移一般不改变色散曲线的形状。而色散位移光纤的 1550nm 波段边带抵消长度也非常高。通过更详细的分析，我们会发现这种光纤会存在其他 RF 信号非线性效应。

图 2.11 总结了标准硅基玻璃 SMF 的衰减和色散特性。

2.2.4 干涉噪声

光学系统中，当接收信号与它自身存在一个弱延迟的延迟波，或与其他光波成

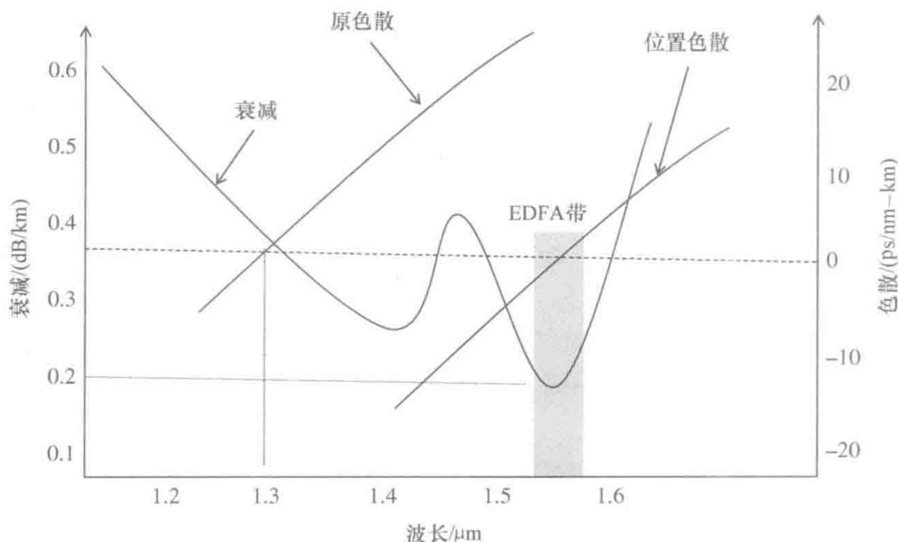


图 2.11　Si 基光纤的重要色散和衰减特性

分重叠时，会出现干涉噪声。电气上反射的信号混合原始信号会造成这类噪声[40]。反射也包括分路器和连接器的离散反射，和光纤自身的瑞利散射。

基本上，当光纤与劣质的连接器相连，或长光纤传输高光强信号时，干涉噪声会变得非常明显。对光纤长度小于 20km 的情况，瑞利散射带来的干涉噪声可忽略不计[41]。不仅如此。当连接器的回波反射因数为 -35dB 或小于 17 时，离散反射也可忽略不计[19]。

2.3　光接收器

光接收器负责的光—RF 转换是 ROF 链路中第三个重要的工作。接收器主要负责以预期的 SNR 水平，探测 RF 调制的光信号。调制光信号在到达接收器之前已通过光纤和很多其他光学元件，它经过了非常严重的衰减和失真，并混杂了大量的噪声。

ROF 接收器一般包含一个光偏振滤波器，一个快响应速率、低噪声的光探测器，一个电气带通滤波器和 RF 放大器。ROF 光接收器的主要特性如下：

- 接收器敏感度；
- 探测器技术（如 APD、PIN 等）；
- 各种噪声功率（散粒噪声、暗电流、热噪声和自发辐射噪声）；
- 探测器量子效率；
- 探测器偏振相关性；
- 探测器偏置、温度相关性；
- 带通滤波特性和选择性。

ROF 链路的接收器敏感度定义为，光接收器在给定带宽和 SNR 水平下，能探测到的最小平均光功率。[㊀]

信号到达 ROF 接收器时，可能会存在严重的噪声、频移、偏振态改变、交调、色散和反射，以及衰减。这些因素可以合在一起计算光路径损耗。因此，路径损耗包括了以及光波通过光纤路径的失真，并影响接收器敏感度。

2.3.1　光探测器

通常情况的 pn 结，电子由光子激发从价带跃迁到导带。两个能带间存在带隙。对于不同的晶体，带隙能量也不同。两个能带可在外部正向偏置（电压）下靠近，或在反向偏置下分离。

光子能量必须能与或大于带隙能量，E_g，才能激发出电子。这决定了光子的最小能量，或最长波长（即截止或极限波长），超过这个波长的光即不会引起受激辐射，也不会被吸收。因此，最长波长可以通过某一特定的结探测到，这个结的带隙能量为 $E_g = hf_o = h_c/q\lambda_c = 1.24/\lambda_c$。其中 $h_c/q = 1.24\text{eV}\cdot\mu\text{m}$，$\lambda_c$是极限波长。$h$ 为普朗克常数，它的值为 6.6256e－34J · s。f_o为光频率。因每种物质的 E_g 各不相同，所以极限波长与构成 pn 结的材料有关。

光探测器探测波长的下限由半导体材料的光子吸收系数 α_s（λ）决定。当探测器表面接收光强 P_r的光时，其内部距离表面 x 距离接收到的光强为

$$P(x) = P_r \exp[-\alpha_s(\lambda)x] \tag{2.13}$$

对波长下限，α_s（λ）非常大，只有很少的光可以被探测器吸收。

探测器的量子效率可定义为吸收光子数和激发电子数的比。

$$\eta_q = （输出电子数）/（输入光子数）$$

光探测器的响应度 $\mathscr{R}$ 为照射器件的光的功率（W）与产生电流（A）的比（A/W）：

$$\mathscr{R} = （探测器电流）/（输入光功率）$$

因此，响应度也可表示为

$$\mathscr{R} = \frac{n_q q}{hv} = \frac{n_q \lambda}{1.24} \tag{2.14}$$

从这个式子中，我们可以看出光电二极管的响应度随波长增加而增加，直到截止波长为止。

不同于激光器的低阻抗（2～3Ω），反向偏置的光电二极管有很高的阻抗。它也需要与 50Ω RF 系统进行阻抗匹配。光电二极管的阻抗匹配既可以用阻性网络，也可以用抗性网络。纯阻性网络可以在很宽的频带上匹配，但损耗也相对较高。而抗性网络匹配的频带较窄，但是损耗很低。Fi－Wi 系统通常使用抗性匹配。

㊀ 大多数学者依据光链路的 BER 和比特率定义接收器敏感度。

另一组光电探测器的相互制约因素是线性度和功率。光电探测器的非线性在高光功率密度时会超过激光器的非线性。早期研究显示，增加偏置电压会减小光电二极管的非线性。而在低频，通过增大的光电探测器光敏面，也可以缓解线性度/功率密度的问题。

线性度/功率密度的矛盾，可以采用水平照射探测器结（边接收光电探测器）而不用垂直照射（面接收光电探测器），得到缓解。更进一步改进边接收光电探测器，可以通过速率匹配的分布式光电探测器阵列实现。例如，实验证实，0.85m，49GHz 速率匹配的分布式光电探测器可以输出 56mA 电流。

2.3.1.1　接收器噪声

典型的光接收器会存在散粒（或量子）、热，和暗电流噪声，混杂在信号中（见图 2.12）。下面给出这些噪声的表达式。注意量子噪声与光信号的平均值成正比。热噪声和暗电流噪声与光信号无关。暗电流噪声通常很小，可以忽略不计。

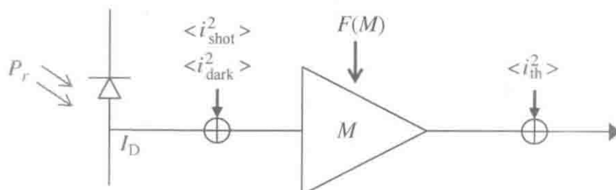


图 2.12　ROF 接收器的各种附加噪声

这些噪声的重要性与具体的设计有关。通常，工业产线以等效输入噪声（EIN）定义总噪声功率，它的单位为 dBm/Hz：

$$< I^2_{shot} > = 2qI_D M^2 F(M) B \tag{2.15}$$

Q 为电子电荷，B 为信号带宽，M 为雪崩增益，$F(M)$ 为过量噪声因数。相似地：

$$< I^2_{dark} > = 2qI_{dark} M^2 F(M) B \tag{2.16}$$

I_{dark}为暗电流。热噪声为

$$< I^2_{th} > = 4K_B T_o B / R_L \tag{2.17}$$

式中　T_o为绝对温度（K）；K_B为玻尔兹曼常数；R_L为接收器负载阻抗。

ROF 接收器的 SNR 性能将在第 4 章中详细讨论。

2.3.1.2　PIN 和雪崩光敏二极管

探测器有两种类型广泛用于光纤接收器中。它们分别为：P 区 - 本征区 - N 区二极管（PIN）和雪崩光电二极管（APD）。PIN 光敏二极管稳健型好，价格低廉，且噪声特性较好。因此，PIN 二极管用途广泛。APD，如它的名字一样，是基于雪崩自倍增机制工作，存在一个内部增益。这个增益的缺点是过量噪声，它是自增益的随机过程造成的。APD 也需要高偏置电压以控制增益过程，这意味着它需要额外的电路供电。研究表明，APD 并不十分适合较长波长（如 1550nm）。在这些波长处，APD 的过量噪声不变，但雪崩增益会下降几个量级。所以并不适合这些

波长[17]。

2.3.2 量子效率与带宽

在 1.55μm 波长工作的高性能光电探测器，对 ROF 系统极具吸引力。不过，高带宽探测器往往存在低量子效率和低响应度的问题。因为传统的光敏二极管中，量子效率和带宽与光吸收层的厚度成反比，所以传统结构的垂直接收光探测器结构限制了带宽－效率积。

表 2.4　不同类型的半导体 PIN 光敏二极管

参数	Si	Ge	InGaAs
波长范围/nm	420～1100	800～1650	1100～1700
响应度/（A/W）	0.4～0.6	0.4～0.5	0.75～0.95
RP 带宽/GHz	0.3～0.7	0.5～10	1～30
暗电流/nA	1～10	50～500	0.5～2.0

表 2.5　不同类型的半导体雪崩光敏二极管

参数	Si	Ge	InGaAs
波长范围/nm	420～1100	800～1600	1100～1680
雪崩增益	20～400	50～200	10～40
单位增益的 RP 带宽/GHz	100～400	2～10	20～250
暗电流/nA	0.1～1	50～500	10～50
偏置电压/V	150～400	20～40	20～30

这个问题可如下解释。当光吸收层的厚度增加时，载流子跨越耗尽层的输运时间会增加，从而限制了带宽。相反，根据式（2.13），高吸收层厚度会增加光子吸收，从而增加量子效率和响应度。

另一方面，传统的高速光探测器光敏面都较小，从而限制了功率转换效率。不过，大光敏面探测器存在较高的结电容，会限制带宽。不仅如此，相同的光探测器在高频的非线性比低频还要严重。高功率探测器的最大光电流为 150mA 时，只有 295MHz 带宽。而高速探测器在 50GHz 带宽时只能产生 1～2mA 的光电流，如文献［17］所述。

谐振腔－增强型光电二极管因其易于制造、集成，和光学耦合得到广泛应用。这种二极管的谐振腔结构是在传统的面接收光电二极管内加入一个 Fabry－Perot 微谐振腔。这个和激光器相似的结构可以正反馈入射光子。这些光子的波长为探测器腔的谐振波长。因此，在这个波长上量子效率增加，且不会造成低带宽的问题。通过使用这种方法，一个 InGaAs 基 1.3μm 的光探测器可以达到 77% 的量子效率，以及 10GHz 的带宽[42]。另一种 InGaAs 基 1572μm 的光探测器可以达到 66% 的量子

效率，以及 31GHz 的带宽[43]。这个光电二极管可实现最大 6mW 光功率的线性响应。除此以外，PIN 和 APD 已实现 70% 量子效率和单位增益下 24GHz 的带宽。不过，我们需要知道，由于很多原因，并不是所有这些研究都可以投产转化为商品。

总而言之，在低频范围内，光探测器可以有近似理性的响应度、接收功率和线性度。带宽有些时候会影响响应度和光功率密度。

2.4 基带—RF 调制技术简述

为了满足新读者的诉求，我们在这里简要阐述一下基带—RF 调制技术。在数字基带—RF 调制中，模拟 RF 载波被数字（离散时域）基带数据信号调制。数字调制技术可以认为是一种数模转换，而相应的解调和检测可以认为是模数转换。载波信号的变化相当于从备选符号集合（调制字母表）中选择有限个（M）符号的过程。

RF 信号的幅度、频率，或相位（或它们全部）可以根据调制符号改变，从而衍生出一系列调制方案。它们各有优点和缺点。无线接入网络通常使用几种调制技术，它们各有一些独特的优势。无线通信中最常用基带—RF 调制技术如下所示。

2.4.1 相移键控

相移键控（PSK）是一种数字调制方案。它针对参考 RF 信号的相位进行调制以搭载数据。数字相位调制方案根据调制位，使用有限个相位角进行调制。它的解调器配置了调制器规定的符号集，判决接收信号的相位，并将其映射回原始符号，从而复原原始数据。这种操作需要接收器可以比较接收信号与本地参考信号的相位。因此接收器应该有相位捕捉功能，通常为一个锁相环链路。因此，PSK 方案对 ROF 链路的相位失真很敏感。

差分相位键控（DPSK）方案中，解调器对接收信号的相位变化做判决，而不是对其相位本身。因此，DPSK 比 PSK 更易实现。它不需要解调器复制参考信号以判决接收信号的准确相位（这是一种非相干方案）。PSK 的传统表示方法，是在星座图的复平面上描点，以实轴（I）和正交轴（Q）为虚轴划分。每个点的幅度对应 I 轴对应了调制 RF 载波的余弦（或实部），而 Q 轴对应了调制 RF 载波的正弦（即虚部）。

一些常用的 PSK 方案有：

- 二进制 PSK（BPSK），使用两个符号（$M=2$）；
- 正交 PSK（QPSK），使用四个符号（$M=4$）；
- 差分 PSK（DPSK）；
- 差分 QPSK（DQPSK）；
- 交错 QPSK（OQPSK）。

2.4.2 幅移键控

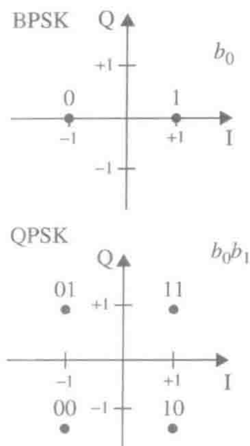


图 2.13 双相 QPSK 符号的星座图

幅移调制中，载波的幅度随着调制数字数据发生改变。任何一种数字调制方案都使用有限符号表示数字数据。ASK 根据它的符号集用有限个幅度进行调制。它的解调器配置了调制器规定的符号集，判决接收信号的幅度，并将其映射回原始符号，从而复原原始数据。因此，其接收器不需要捕捉载波频率或相位，所以结构简单。ASK 的调制器和解调器成本都很低廉。

不过，ASK 方案对无线信道的大气层噪声、失真和多径传播条件很敏感，它们都会对信号幅度产生影响。因此，ASK 很少用于现代无线通信。

最简单的 ASK 就是开关键控技术。它用 RF 载波出现与否区分二进制 1 和 0。这个技术因其最简单，而用于摩尔斯码传输。

2.4.3 正交幅度调制

正交幅度调制（QAM）中，RF 载波的 I 轴和 Q 轴幅度都根据调制符号而改变。这可以理解为通带 RF 载波的幅度和相位都发生变化。因此，QAM 可以看作是 PSK 和 ASK 的结合。QAM 广泛用于无线通信。主流 QAM 方案有 16QAM、32QAM，和 64QAM。图 2.14 所示为 16QAM 的星座图。

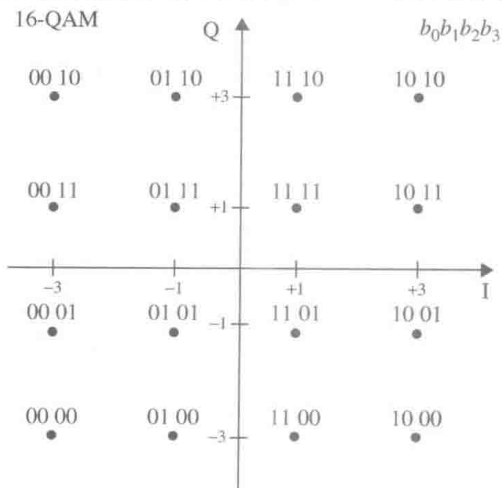


图 2.14 16QAM 符号的星座图

注意 QPSK 是最简单的 QAM，它只有两个幅度电平表示两个（I 和 Q）载波。BPSK 也较简单，它用两个幅度点评表示 I 载波。QPSK 在相同信号带宽下可以比 BPSK 的数据速率快一倍，或是在相同的数据速率情况下节省一半的带宽。QPSK 的 BER 性能与 BPSK 相同。QPSK 收发端的工程难度要比 BPSK 高很多。QPSK 主要用于 IS－95 无线网络中。

其他 QAM 方案使用更多的幅度电平。因此传输高阶 QAM 信号也需要更好的信道 SNR 条件。

无线通信中也使用几种连续相位调制方案。这些技术消除 RF 信号的突变，以及具有其他一些优势。连续相位调制的主流技术为最小频移键控（MSK）和高斯最小频移键控（GMSK）。它们主要用于 GSM 网络。

2.5 无线信道

在这样很小的一节中解释无线信道全部性质是一件不可能的任务。因此，我们只能简要阐述一下无线信道的基本特性。这些特性与 Fi - Wi 系统设计相关。市面上有很多优秀的书籍，如文献［44］，专门详细讲解无线信道。

无线信道中一些方面对 Fi - Wi 系统设计者至关重要。第一个是无线收发端之间的大尺度路径损耗。空中接口有很多因素会造成 RF 功率劣化。路径损耗某种意义上可以等效于光纤衰减，它也随路径长度增加而增大。不过，与光纤衰减不同，无线信道损耗包括很多不确定因素。大多数 RF 传输模型都是理论研究和实验的结合。

2.5.1 室内传播

室内环境比较特殊。它比室外传播距离短。而在如此短的距离和覆盖范内，环境变化却很大。信道条件会根据开/关门、天线位置、室内物品摆放、布局、墙壁厚度、建筑材料等等存在非常大的变化。远场辐射也会根据接收端位置和天线类型而改变。以下模型广泛用于描述室内环境：

- Ericsson 多断点模型；
- 衰减因子模型；
- ITU 室内衰减模型。

2.5.2 室外传播

室外传播的变化与环境有相当大的相关性——城市、郊区、农村、开阔地，或水上的传播情况各不相同。因此有很多模型描述室外传播。最重要的考量因素是收发端天线的高度和覆盖范围，天线校正和频带可用情况。以下模型广泛用于描述室外环境：

- Longley - Rice 模型；
- Durkins 模型；
- Okumura 模型；
- Hata 模型（针对城市、郊区和开放区域。另有 Hata - COST 模型）；
- Walfisch - Bertoni 模型。

无线信道第二个主要因素是多径传播和用户移动率造成的小尺度涨落。我们将在下面对这两个方面进行阐述。

2.5.3 路径损耗模型

路径损耗是无线电波在空间传播中的衰减。路径损耗是分析和设计无线通信系

统链路功率分配中主要要考虑的一个问题。多种因素都会造成路径损耗，如自由空间损耗、折射、散射、反射和吸收等。地面海拔变化、环境（城市或野外、植物和树叶）、传播媒介（空气干燥或湿润），收发端的距离以及天线位置和高度等。

一系列模型在实践中用于描述路径损耗。这些模型基于很多参数，如传播环境（野外，城市，或郊外）、无线频率和收发端天线高度和覆盖范围等。

2.5.3.1 对数距离路径损耗模型

这是一种非常简单的模型。它以自由空间传播为原型，并附加了随机波动校正。这个模型可用于室内和室外传播的情况。距离对数所对应的路径损耗可表示为

$$PL = PL_o + 10\gamma\log_{10}\frac{d}{d_o} + X_g \tag{2.18}$$

式中 PL 是路径噪声（dB）；PL_o是参考距离 d_o处的路径损耗（dB）；d 是路径长度；应注意，d_o是进场效应消失处参考距离。d_o是微小区内 1～10m，或大小区的 1km。因子 γ 为路径损耗指数，X_g 为有效值为 0 的高斯分布随机变量。X_g 反映了平坦衰落的波动（dB）。路径损耗指数 γ 一句传播环境不同，可以从 1.5～6 取值。表 2.6 为 γ 的典型值。

表 2.6 不同环境的路径损耗指数值

传播环境	路径损耗（γ）
自由空间	2
城市小区	2.7～3.5
阴影中的城市小区	3～5
直线（建筑中，隧道）	1.5～2.0
高阻隔	4～6

2.5.3.2 ITU 室内传播模型

这个模型又被称为 ITU 室内衰减模型。该模型是一种估计室内路径损耗或封闭环境，如建筑物房间内或隔间内路径损耗的无线传播模型。这是一个简单易懂的模型：

$$PL = 20\lg f_c + \gamma\lg d + P_f(n_f) - 28 \tag{2.19}$$

式中 f_c是传输载波频率（MHz）；d 为距离（m）；n_f是收发端所在楼层差；$P_f(n_f)$ 是楼层－损耗穿透因子。

2.5.3.3 OKumaru 模型

这是城市区域信号预测中使用最广泛的模型。该模型是一个纯实验模型，但有很好的精度。该模型最初是为了距离为 1～100km，150～1920MHz 无线载波传输而开发的。它可以用于无线基站高度 30～100m 的应用。实际上，这个模型最高可以适用于 3GHz。根据该模型，路径损耗的中间值 PL 为

$$PL = PL_{FS} + A_{MU}(f_c, d) - G(h_{ms}) - G(h_{bs}) - G_{area} \tag{2.20}$$

式中 PL 是自由空间路径噪声（dB）；A_{MU}是自由空间相关的中间损耗（dB）；G（h_{ms}）是移动终端天线高度增益参数；G（h_{bs}）是基站天线高度增益参数。G_{area}是针对特殊环境的校正参数。A_{MU}（f_c，d）和 G_{area}主要针对宽频率范围和地貌特征。

2.5.3.4 Hata－COST 模型

Hata 模型是基于早先的 Okumura 模型，针对城市、郊区和开阔地域的模型。这个模型比 Okuma 模型更加精确。它既考虑了 Okuma 模型内的基础图像信息，也考虑了城市建筑高低起伏造成的散射、反射和衍射。这个模型可以在公开资料中找到。

随后，欧洲科学与技术研究合作组织组建了 COST－231 工作委员会，对 Hata 模型进行了扩展和更新。COST－231 使用如下公式扩展 Hata 模型，使其可以用于 2GHz 应用。这个新模型的路径损耗为

$$PL = 46.3 + 33.9\lg(f_c) - 13.82\lg h_b + - a(h_R)[44.9 - 6.55\lg h_B]\lg d + C \tag{2.21}$$

式中 h_B是基站天线有效高度（m）；d 为链路长度（km）；h_R是移动终端天线有效高度（m）；a（h_R）是移动天线高度校正因子。对郊区和野外环境来说，校正因子为

$$a(h_R) = (1.1\lg(f_c) - 0.7)h_R - 1.56\lg(f_c) - 0.8) \tag{2.22}$$

对中型城市和郊区而言，常数 C 可取 0dB。对大城市而言，C 取 3dB。

2.5.4 多径传播和衰落

多径传播是无线通信最关心的问题。多径电波会在接收端天线合并，造成接收信号随发射信息带宽和延迟扩散，出现大幅度变化。

无线信道会随时间出现显著变化。其变化率主要与移动用户移动速度有关。根据速度不同，信道可以分为“快速衰落”和“慢速衰落”两类。大部分 Fi－Wi 信道可以认为是“慢速衰落”。慢速衰落信道受“多普勒扩散”影响较小。

光纤回馈无线小区的范围比较小，一般为微小区、极微小区或超微小区。第 3 章会在数学上证明，无线小区面积和光纤长度成反比的关系，是无线小区范围很小的一般原因。因此，对于理解微小区、极微小区无线信道性质，是非常重要的。这些小区通常覆盖了城市中心的核心区域、大学校园、超市，或机场大厅。通常它们的无线信道都是室内或类室内传播环境。

在一个 Fi－Wi 无线环境中，它的覆盖范围通常很小，且一个给定收发端之间的环境变化会非常剧烈。这使得 Fi－Wi 无线信道相对较复杂。不过，几个吉赫兹无线频率的 Fi－Wi 信道通常只有以下几个关键因素：

1. 光纤回馈无线信道是准静态或低时变信道。

2. 假如收发端之间没有直线路径的话，那么室内或建筑物内的最大多径延迟扩散为 100～200ns，而室内门厅走廊内内的最大多径迟延扩散大约为 300ns。

3. 直线路径的方均差延迟扩散的测量值最大为 50ns，中间值为 25ns。

延迟扩散是影响无线信道相干带宽的一个重要测量值。相干带宽（B_c）和信道的方均差延迟扩散（σ_τ）成反比。相干带宽是平坦衰落（等增益和线性相位）信道全带宽的测量统计值。这意味着，加入发射的 RF 信道带宽比信道相干带宽要小很多的话，这个信号会出现平坦衰落。

两个频率间隔超过相干带宽的正弦波，会在信道中收到完全不同的影响。这意味这，加入 RF 信号带宽比信道相干带宽大很多的话，信号会出现“频率选择性衰落”。

如果定义相干带宽为频率相关性超过 90% 的信道带宽的话，那么相干带宽和延迟扩散的关系可表示为：$B_c \approx 1/(50\sigma_\tau)$。

如果定义相干带宽为频率相关性超过 50% 的信道带宽的话，那么相干带宽和延迟扩散的关系可表示为：$B_c \approx 1/(5\sigma_\tau)$[44]。前一种关系给出了一种悲观的结果，而后一种又过于乐观。真实估计的结果往往介乎两者之间。

简单计算显示，加入延迟扩散为 25ns，假设相关性为 90% 的话，B_c = 800kHz。加入延迟扩散上升到 50ns 时，B_c 下降到 400kHz。假如我们假设相关性为 50% 重新计算的话，B_c 分别为 8MHz 和 4MHz。由此可知，频率选择性衰落和 ISI 是告诉 Fi－Wi 系统性能劣化的主要原因（除了 OFDM 系统之外）。这两个因素在信号速率超过几个 Mbit/s 后开始起作用。因此，均衡组件对 Fi－Wi 系统是必需的。

OFDM 系统使用大量正交子载波，分割了 RF 信号的带宽。因为大多数情况，这些子载波占据的带宽远远小于信道相干带宽，所以每个 OFDM 子载波都可认为是平坦的。OFDM 系统一般会在频域进行均衡。

2.5.4.1 抽头延迟线模型

为了方便建模和补偿，多径无线信道可以等效为一个离散时域横向滤波器[46]。其数学分析如下所述。我们定义一个信号冲击响应 $h(n)$，它包含了发射滤波器、无线信道，和接受滤波器的冲击响应⊖。因 $h(n)$ 包括了独立的抽头权重，写作 $\{h_i(n);\ 0 \leqslant i \leqslant L\}$。这个滤波器的时距为 LT$_s$，假设存在（$L+1$）个抽头，采样率为 $1/T_s$。因此，当发射信号为 $x(n)$ 时，接受信号 $q(n)$ 可写为

$$q(n) = \sum_{i=0}^{L} h_i x(n-i) + \eta(n) \tag{2.23}$$

其中 η（n）为白高斯噪声序列。

当宽带用户静止或缓慢移动时，Fi－Wi 系统的多普勒频移非常小。因此，多普勒扩散和信道相干时间的时域分布比符号周期要大很多。换句话说，信道变化率远远小于基带信号速率（准静态信道）。因此，Fi－Wi 信道可以认为是一个有数据帧周期的静态信道。

⊖ 它也包含了噪声白化滤波器，如文献［46］所述。

最后，图 2.15 总结了 Fi－Wi 链路下行方向主要的噪声和失真源。上行方向与其相反。

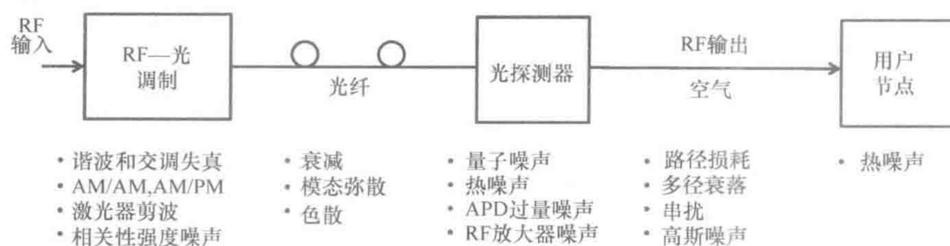


图 2.15　Fi－Wi 链路主要的噪声和失真源

3 功率链路分配与累积性 SNR

3.1 引言

在上一章中，我们回顾了 Fi - Wi 系统组件的基本性质。在这一章中，我们会研究 Fi - Wi 系统中两个相互密切相关的问题。即链路功率分配和 SNR 问题。

虽然光纤拥有富裕的带宽，但是它的功率吞吐量由其自身原因而很小。一根单模光纤可以拥有非常大得带宽，但它的芯线几个微米的尺寸决定了它只能允许一束（或一个模态）的光传播、这造成了光纤的功率吞吐量受到限制。不仅如此，ROF 链路的 RF - 光调制度较低以避免光调制器的非线性失真。这意味着，只有很小一部分功率可用来传输 RF 信号。同时，由于光探测器是一种平方率器件，所以光部分的功率损耗要比电气部分大一倍。因此，光接收器接收到的 RF 信号一般非常低（ - 30dB 或更低，取决于光纤长度）[18]。这需要 RAP 在驱动天线发射 RF 信号之前，先要对其进行足够的放大，以克服无线信道的路径损耗。

另一个问题是在 Fi - Wi 信道中，模拟 RF 信号通过两个包括各种噪声的信道（光和无线），且光接收器和无线接收器接收到得 RF 信号非常弱。两个接收器都存在噪声。因此，我们可以定义光与电相关的 SNR 为：光 SNR（OSNR），用于描述光部分噪声情况。电 SNR（ESNR），用于描述电气噪声情况。而累积性 SNR（cSNR）为两个 SNR 的加权和。cSNR，是衡量整体系统的一个参数，比电和光的 SNR 要小很多。我们将会在本章中看到无线小区面积和光纤长度存在反比关系。

除此之外，光噪声（特别是 RIN）与信号相关[25]，而无线信道噪声、串扰和热噪声与信号无关。这些现象使得分析变得非常有趣。

而且，RF 信号带宽越高，则 ROF 链路中噪声功率就越高，而 OSNR 则就越小。现代无线通信系统通常使用超过所需的带宽以实现频率分集和其他一些功能（如 CDMA 和 UWB 系统）。因此，宽带无线系统会在光纤信道内累计非常高的噪声，从而减小 OSNR。所有这些因素为分析增添了不小的复杂性，也使分析变得更加有趣。

本章会揭示光载无线系统的各种 SNR、损耗和增益之间的关系。

3.2 系统描述

现在，让我们考虑一个 Fi - Wi 下行链路。它的区块图如图 3.1 所示，无线信

号 $s(t)$ 从中心基站通过光纤传输到 RAP。在 RAP 处，光信号转换成电信号，放大后发射到空中。RAP 可认为是光纤链路与无线链路的接口。图 3.1 中还包含从 AWGN 无线信道接收的信号 $r(t)$。

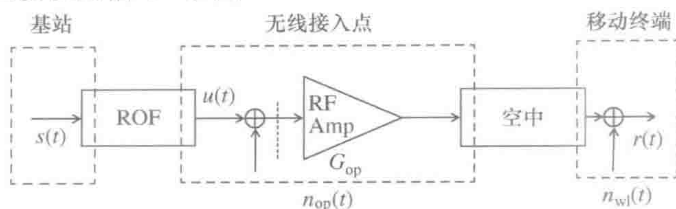


图 3.1 Fi－Wi 下行链路区块图

图 3.2 和图 3.3 表示了系统中光和无线部分的增益和损耗。输入的 RF 功率首先在 RF－光转换阶段，因损耗下降一个台阶。随后，功率以随长度成正比的关系在光纤中线性衰减。在这之后，又再光－RF 转换中下降一个台阶。注意所有这些

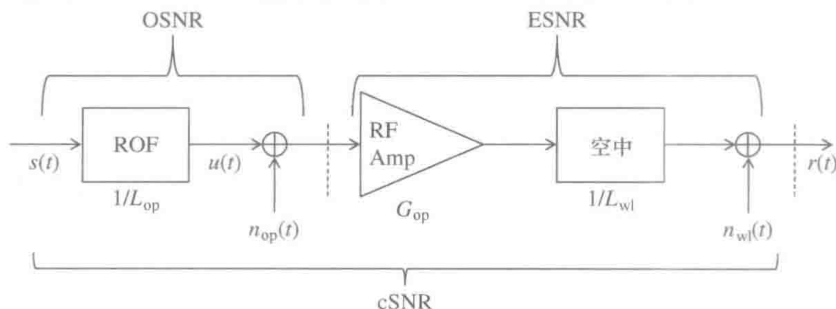


图 3.2 损耗、增益，和混入 Fi－Wi 下行链路的噪声

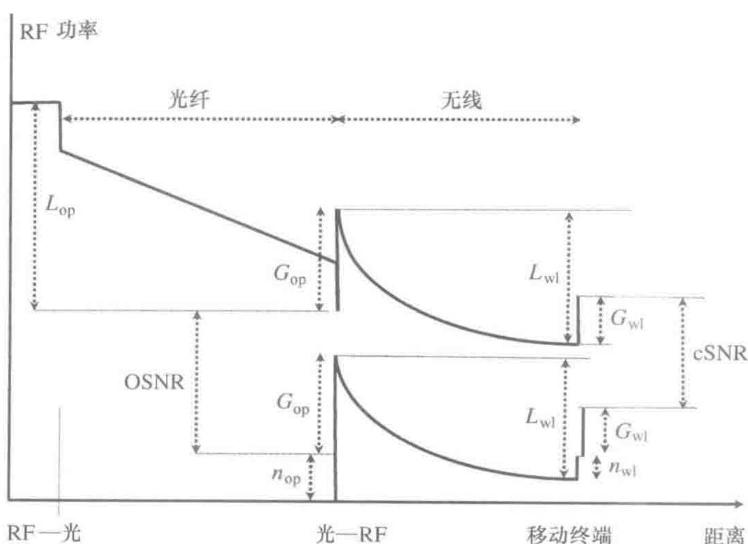


图 3.3 图像表示 Fi－Wi 下行链路的损耗和增益

损耗（加上任何光连接器/分路器/熔接损耗等）都发生在光部分。我们设这些累积的光链路噪声为 L_{op}，如图 3.4 所示。在光接收器处，光链路噪声 n_{op}混在入信号中。在光探测器处我们可以立刻得到 OSNR 值，它定义为 RF 信号和光链路噪声功率之比。

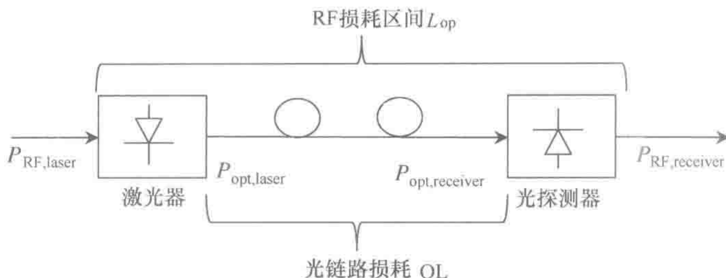


图 3.4 ROF 链路中，RF 和光功率以及损耗的定义

随后，RAP 通过 RF 放大器将包含光噪声的信号放大到所需电平。RF 放大器的增益为 Gop。在这一级之后，RF 信号（附加上光噪声）通过无线信道，损耗 L_{wl} 的功率。无线信道损耗有很多室内和室外模型可以描述。但我们为了方便理解起见，只假定无线信道为 AWGN 信道，且只附加与距离相关的噪声。

现在，RF 信号在空中和移动接收终端处包含了更多成分的噪声。我们假设这些无线信道中累积性电气噪声为 n_{wl}。最终，我们定义 cSNR 为信号和所有噪声源加权噪声功率的比值。

3.3 光学 SNR

让我们逐级推导 Fi - Wi 系统中损耗、增益，和混入的噪声。首先，直接强度调制激光器的噪声由增益和阻抗失配引起。考虑一个阻性耦合网络，则其激光器光输出功率（dB）为[18]：

$$P_{opt,laser} = \frac{P_{RF,laser}}{2} + 10\lg\left(G_m\sqrt{\frac{1000}{Z_{in}}}\right) \tag{3.1}$$

式中 G_m 为调制增益，单位 mW（光功率）/mA（注入电流）；Z_{in} 为激光器输入阻抗；$P_{RF,laser}$为 RF 输入激光器功率。

系数 1/2 为输出光功率正比驱动电流的系数。而输出电气功率正比于驱动电流的二次方。因此，电气功率 - 驱动电流的关系曲线斜率与光功率 - 驱动电流曲线不同，如图 3.5 所示。

瞬时光输出功率 Popt，laser 可以写为

$$P_{opt,laser}(t) = [1 + ms(t)]P_o \tag{3.2}$$

式中 P_o 为有效光功率；m 为调制指数；$s(t)$ 为随机的调制 RF 信号。

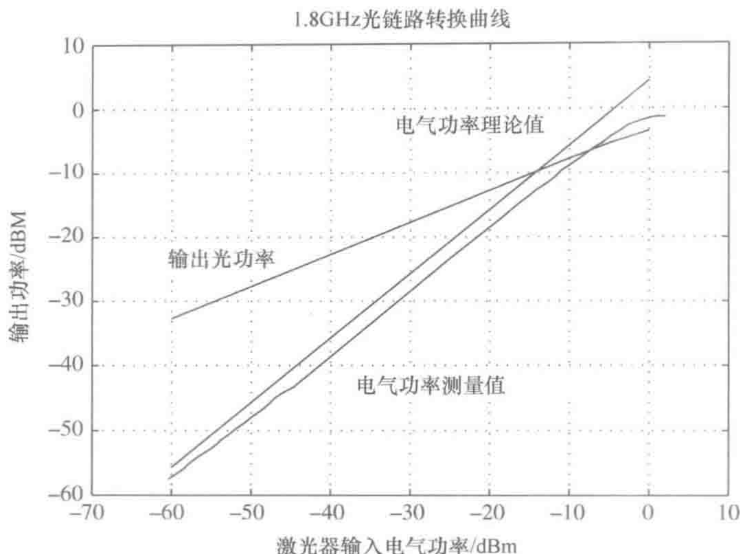


图 3.5 激光器电气输入功率和光输出功率之间的关系

这里忽略了激光器的非线性。

现在，设 OL 为总光链路损耗，它包括光纤衰减、连接器和熔接损耗等（见图 3.4）。则在点到点光纤链路中[⊖]，OL 可表示为

$$\mathrm{OL} = n_{\mathrm{c}} l_{\mathrm{c}} + n_{\mathrm{sp}} l_{\mathrm{sp}} + \alpha_{\mathrm{f}} L_{\mathrm{f}} \tag{3.3}$$

式中 l_{c}为连接器损耗；l_{sp}为熔接损耗（假如存在熔接的话）；n_{c}为连接器数量；n_{sp}为熔接点个数；L_{f}为光纤长度；α 为光纤衰减，单位为 dB/km。OL 的单位为 dB。

考虑值存在光链路损耗（OL）下，光探测器的接收光信号功率为

$$P_{\mathrm{opt,receiver}}(t) = P_{\mathrm{opt,laser}}(t) 10^{-\mathrm{OL}} \tag{3.4}$$

产生的电流 $i_{\mathrm{D}}(t)$ 为

$$i_{\mathrm{D}}(t) = M\mathscr{R}P_{\mathrm{opt,receiver}}(t) = M[I_{\mathrm{D}}(t) + i_{\mathrm{d}}(t)] \tag{3.5}$$

式中 $\mathscr{R}$ 为探测器响应度；M 为雪崩二极管的增益。

总探测电流 $i_{\mathrm{D}}(t)$ 为有效（DC）电流 $I_{\mathrm{D}}(t)$ 和交变成分 $i_{\mathrm{d}}(t)$ 的和。

探测器 RF 输出功率（dBm）考虑阻抗失配后，得到

$$P_{\mathrm{RF,receiver}} = 10\lg(M^2\mathscr{R}^2 Z_{\mathrm{out}}) + 2P_{\mathrm{opt,receiver}} \tag{3.6}$$

式（3.6）中系数 2 反映了二次方率探测；Z_{out}为光接收器输出 RF 阻抗。

现在将式（3.1）代入式（3.6），在电气部分看到的总 ROF 链路损耗，附加上 O/E 和 E/O 转换时的阻性匹配，可以写为

$$L_{\mathrm{op}} = 20\lg\left(\frac{G_{\mathrm{m}}MR}{0.001}\right) + 10\lg\left(\frac{Z_{\mathrm{out}}}{Z_{\mathrm{in}}}\right) + 2(\mathrm{OL}) \tag{3.7}$$

⊖ 其他无源光纤网络中，需要考虑更多种类损耗，如分路损耗和抽头损耗等。

因此，ROF 链路的 RF 输入与 RF 输出关系可写为

$$P_{\mathrm{RF,receiver}}(t) = P_{\mathrm{RF,laser}}(t)10^{\frac{-L_{\mathrm{op}}}{10}} \tag{3.8}$$

$$P_{\mathrm{RF,receiver}}(\mathrm{dBm}) = P_{\mathrm{RF,laser}} - L_{\mathrm{op}}(\mathrm{dBm}) \tag{3.9}$$

同时，有 $P_{\mathrm{RF,receiver}}(t) = E[i_{\mathrm{d}}^2(t)]Z_{\mathrm{out}}$。在式（3.7）中，当激光器输入和光接收器输出与 RF 阻抗相等时（$Z_{\mathrm{out}} = Z_{\mathrm{in}} = 50\Omega$），第二项为零。如我们考虑 $G_{\mathrm{m}} = 0.12\mathrm{mW/mA}$，$M=1$，且 $\mathscr{R} = 0.75\mathrm{mA/mW}$ 时，E/O 和 O/E 转换有 39dB 损耗。当阻抗匹配网络为抗性时，这个值会大大减小。

考虑只有 ROF 链路噪声和损耗的情况，SNR 可以写为

$$\mathrm{OSNR} = \frac{M^2 E[i_{\mathrm{d}}^2(t)]}{< I_{\mathrm{shot}}^2 > + < I_{\mathrm{RIN}}^2 > + < I_{\mathrm{th}}^2 >} \tag{3.10}$$

式中　只包含量子噪声、RIN 和热噪声的功率。

由 ROF 链路输出可方便写出 OSNR 的表达式，其为

$$\mathrm{OSNR} = \frac{m^2 I_{\mathrm{D}}^2 M^2 E[s^2(t)]10^{-L_{\mathrm{op}}/10}}{2qI_{\mathrm{D}}M^2F(M)B + (P_{\mathrm{RIN}})I_{\mathrm{D}}^2 B + 4K_{\mathrm{B}}T_{\mathrm{o}}B/R_{\mathrm{L}}} \tag{3.11}$$

对 APD 需考虑超量噪声 $F(M)$。光纤色散和激光器建波可以忽略，如第 2 章所述。我们还假设接收器内包含电放大器，和中心频率为 f_{c} 且带宽为 B 的带通滤波器。其中 f_{c} 为 RF 载波频率。

我们可以很明显的看出 OSNR 与光链路损耗、噪声，以及 E/O 和 O/E 损耗的关系。

热噪声与负载阻抗 R_{L} 有关。这个电阻阻止通常由带宽和噪声要求确定。因为热噪声与接收的光信号无关，所以我们可以对其单独优化。

量子噪声功率 $< I_{\mathrm{shot}}^2 >$ 正比于接受光功率的平均值，且满足泊松分布。而平均光功率与 DC 偏置电流有关。DC 偏执电流通常决定了最小剪波和饱和失真的程度。

$< I_{\mathrm{RIN}}^2 >$ 正比于光功率的二次方，而瞬时光功率正比于调制信号 $s(t)$。所以当 RF 功率和调制度 m 增加时，光功率的二次方也会变大。从而会导致 RIN 随 $s(t)$ 和 m 而变大。很多文献都研究了这一关系[19,25]。注意电流数学表达式无法反映这一层关系。在第 4 章中，我们会从数学上推导一个新的 RIN 表达式，更好地反映这种关系。

从 OSNR 可以得到以下两点：

1. RF 带宽 B（s（t）的带宽）越高，光噪声会越高，故 OSNR 会越低。一些无线系统使用了高于必要量的带宽（如 CDMA 何 UWB）。因此，这些系统需要考虑 OSNR 和过量带宽之间的折中。

2. 调制指数 m 越大，OSNR 越高。这是因为越高 m 代表着分配到子载波的功率越多。不过，非线性效应限制了高 m 值通信在现实中的应用。

3.3.1　各种噪声对 OSNR 的影响

量子噪声、RIN 和热噪声之间彼此并不相关，一种或多种噪声会对整体噪声特性起主导影响。每种噪声对 OSNR 的作用都是独立的。下面让我们对这些噪声逐一进行分析。

3.3.1.1　实例 I：量子噪声占主导

当接收光功率足够高时，量子噪声将占主导作用。从式（3.11），我们可以推导出：

$$\text{OSNR} \approx \frac{m^2 I_\text{D} E[s^2(t)]10^{(-L_\text{op}/10)}}{2qBF(M)} \tag{3.12}$$

从这个式子中我们可以得到：

1. OSNR 随有效探测电流 I_D增加而增加。但因为 DC 电流 I_D可调范围很小，所以这一性质实用性不高。

2. OSNR 与 m^2成正比。当 $m<1$ 时，$m^2 \ll 1$。因此较高的 m 对 OSNR 较重要。

3. OSNR 会随光链路损耗 L_op增加而降低。

4. PIN 的 OSNR 性能比 APD 要好。这是一个有意义的结论。因为 PIN 探测器不存在过量噪声 F（M），所以它的噪声特性要好于 APD。

3.3.1.2　实例 II：相关性强度噪声占主导

在相关性强度噪声占主导的情况下，可化简式（3.11）为

$$\text{OSNR} \approx \frac{m^2 M^2 E[s^2(t)]10^{(-L_\text{op}/10)}}{(RIN)B} \tag{3.13}$$

1. APD 的 OSNR 性能比 PIN 好。注意式子中雪崩增益在分子位置上。

2. OSNR 与等效探测电流 I_D无关，它与 m^2成正比。

3. OSNR 会随光链路损耗 L_op增加而降低。

因 OSNR 与等效光功率无关，而随 RF 功率增加而增加，所以在设计工程师要尽量设计出 RIN 占主导的系统。不过，一般 RF 功率无法过多增加，因为 RF 功率过高会伴随着非线性效应的增大。

3.3.1.3　实例Ⅲ：热噪声占主导

在这种情况下，式（3.11）可以化简为

$$\text{OSNR} = \frac{m^2 I_\text{D}^2 M^2 E[s^2(t)]10^{-L_\text{op}/10}}{4K_\text{B} T_\text{O} B/R_L} \tag{3.14}$$

1. APD 的 OSNR 性能比 PIN 好。APD 可以在较大的热噪声混入信号前将信号放大。

2. OSNR 与 R_L，${I_\text{D}}^2$，m^2成正比。

3. OSNR 会随光链路损耗 L_op增加而降低。

在所有三种情况中，OSNR 都会随光链路损耗 L_op增加而降低。光链路损耗是 OSNR 的一个基本限制因素。

3.3.1.4 OSNR 定量实例

现在，让我们定量的评估 OSNR，观察它与各种参数之间的相关性。图 3.6 所示为光纤长度对 OSNR 的影响。我们考虑如下值：单模激光器 RIN = -155dB/Hz；B 为 1.25MHz。PIN 探测器的响应度为 0.75A/W（PIN 的 $M=F(M)=1$）；平均光功率 P_o为 1mW；O/E 和 E/O 转换阻抗网络损耗 20dB（式（3.7）的第一项）；光纤损耗 α 为 0.5dB/km，连接器损耗 l_c为 1dB。无熔接点。忽略热噪声。

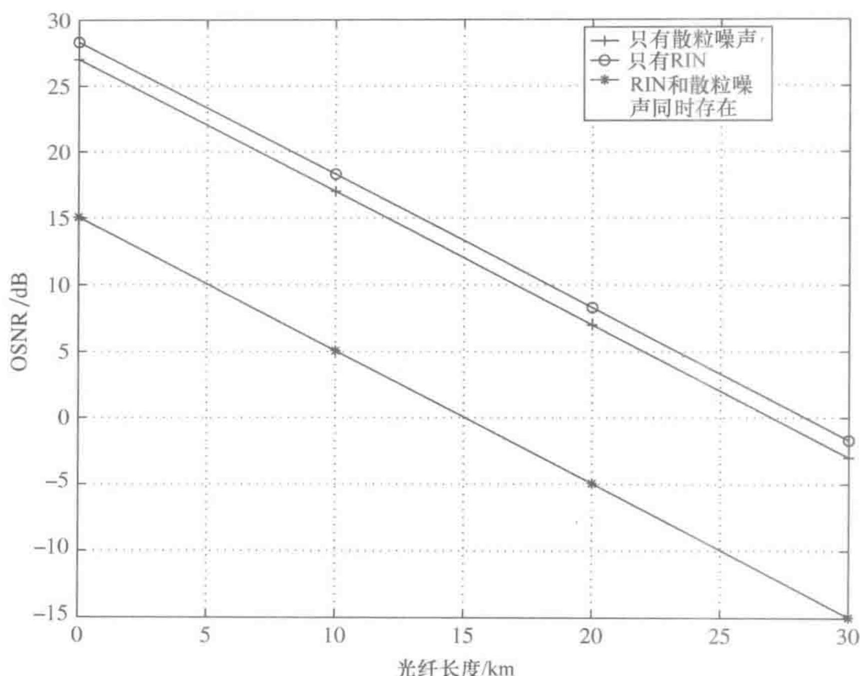


图 3.6 OSNR 随光纤长度的变化（版权归 IEEE[48] 所有）

我们可以看到 OSNR 随光纤长度增加而成线性降低。在当前给定的参数情况下，光纤长度应小于 5km 以保证 OSNR > 10dB。虽然其他一些系统可以允许光纤长度更长，但光纤长度是 OSNR 的基本限制因素。注意 RAP 无法通过放大提升 OSNR。减小光纤长度这一限制因素的影响，只能通过如下方法：

1. 减小 ROF 链路损耗，特别是在 O/E 和 E/O 转换部分的损耗；
2. 减小 ROF 链路噪声；
3. 提高光纤上传输的 RF 功率，可以通过提高激光器二极管或 MZI 线性度实现。

3.4 累积性 SNR

在前面各节中，我们研究了光链路噪声及其相应的 SNR。在本节中，我们会

研究加权光噪声和无线噪声对累积性（最终的）SNR 或 cSNR 的影响。

我们会看到当光接收器接收的弱信号（加上 $n_{op}(t)$）被 RF 放大器以增益 G_{op} 放大。这个信号随后通过无线信道，会经过路径衰减 L_{wl} 之后，混杂进噪声 $n_{wl}(t)$，如图 3.2 所示。因此，累积性噪声 $n_c(t)$ 包含加权的光信道噪声 $n_{op}(t)$ 和无线信道噪声 $n_{wl}(t)$。累积性噪声可以表示为

$$n_{cum}(t)=\frac{n_{op}(t)G_{op}}{L_{wl}}+n_{wl}(t) \tag{3.15}$$

RAP 处的信号电流为 $i_d(t)=mI_Ds(t)10^{(-L_{op}/20)}$。移动终端处接收信号 $r(t)$ 可表示为

$$r(t)=r_s(t)+n_{cum}(t) \tag{3.16}$$

其中 $r_s(t)=i_d(t)\frac{G_{op}}{L_{wl}}$ 为信号成分，而 $n_{cum}(t)$ 为噪声成分。

假设信号和噪声之间不相关，而光噪声和无线噪声之间也不相关，我们可以得到 $E[r_s^2(t)]=E[i_d^2(t)]\left(\frac{G_{op}}{L_{wl}}\right)^2$ 和 $E[n_{cum}^2(t)]=\left(\frac{G_{op}}{L_{wl}}\right)^2E[n_{op}^2(t)]+E[n_{wl}^2(t)]$。现在，累积性 SNR 可以表示为

$$\text{cSNR}=\frac{E[r_s^2(t)]}{E[n_{op}^2(t)]\frac{G_{op}^2}{L_{wl}^2}+n_{wl}^2} \tag{3.17}$$

经整理后：

$$\text{cSNR}=\frac{E[i_d^2(t)]}{E[n_{op}^2(t)]}\left[\frac{1}{1+\left(\frac{\langle n_{wl}^2\rangle L_{wl}^2}{\langle n_{op}^2\rangle G_{op}^2}\right)}\right] \tag{3.18}$$

现在，式（3.18）可以分为三个部分进行分析。它们与增益损耗参数有关，所以无线或光信道噪声会主导整体的 SNR。

1. 光或无线信道噪声有相同的阶数。良好的设计可以得到良好的性能平衡。这一部分内容会在以后进行讨论。

2. 当光噪声比无线噪声大很多（长光纤与短空中接口）的情况下，仔细观察可发现，cSNR 值会接近 OSNR 值。此时，整体性能只取决于光链路参数。

3. 光噪声远小于无线噪声小的多（短光纤和大小区面积）的情况下，cSNR 值会接近 ESNR 值。此时，整体性能只取决于无线链路参数。这一情形与传统无线系统类似。不过，这时的 cSNR 会比其等效的标准无线系统的 SNR 要小。

3.4.1　无线和光链路噪声功率相近

让我们假设无线链路和光链路噪声功率在数值上相近，或几乎相等。此时有

$$i_d(t)=mI_Ds(t)10^{(-L_{op}/20)} \tag{3.19}$$

因此，式（3.18）可化简为

$$\mathrm{cSNR}=\frac{m^2 I_{\mathrm{D}}^2 E[s^2(t)]10^{(-L_{\mathrm{op}}/10)}}{E[n_{\mathrm{op}}^2(t)]}\left[\frac{1}{1+\left(\frac{L_{\mathrm{wl}}}{G_{\mathrm{op}}}\right)^2}\right] \tag{3.20}$$

代入 $E[n_{\mathrm{op}}^2(t)]=(\langle I_{\mathrm{shot}}^2\rangle+\langle I_{\mathrm{RIN}}^2\rangle+\langle I_{\mathrm{th}}^2\rangle)$ 和式（3.10），可得

$$\mathrm{cSNR}=\mathrm{OSNR}\left[\frac{1}{1+\left(\frac{L_{\mathrm{wl}}}{G_{\mathrm{op}}}\right)^2}\right] \tag{3.21}$$

从该式中可观察到，Fi－Wi 系统的累积性 SNR 与 OSNR 以及若干链路增益与损耗参数有关。

3.4.1.1　OSNR 球

L_{wl}的平均值随距离增加而增加。因此，当移动单元接近 RAP 时，即 $L_{\mathrm{wl}} \ll G_{\mathrm{op}}$，$n_{\mathrm{op}}(t)$ 会占主导地位。于此相反，当移动单元离 RAP 很远时，即 $L_{\mathrm{wl}} \gg G_{\mathrm{op}}$，$n_{\mathrm{wl}}(t)$ 会占主导地位。

在此基础上，假设无线信道为 AWGN 信道，我们可以做出一个围绕 RAP 的 OSNR 球（见图 3.7）。这个球的边界即 $L_{\mathrm{wl}}=G_{\mathrm{op}}$ 处。当在球内时（$L_{\mathrm{wl}} \ll G_{\mathrm{op}}$），光噪声会占主导。即当用户越靠近 RAP 时，cSNR 会越接近 OSNR 的值。当用户距离 RAP 很远时（$L_{\mathrm{wl}} \gg G_{\mathrm{op}}$），$n_{\mathrm{wl}}$占主导，而 cSNR 会随距离减小而减小，如传统的无线信道。而在球边界处，有 cSNR＝OSNR/2。半径 $L_{\mathrm{wl}}=5G_{\mathrm{op}}$ 的球外处，有 cSNR＝OSNR/5。半径 $L_{\mathrm{wl}}=G_{\mathrm{op}}/2$ 的球内处，有 cSNR＝OSNR/1.25。

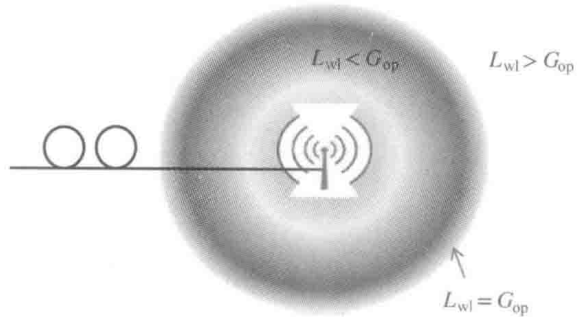


图 3.7　围绕无线接入点的光噪声球

3.5　RAP 设计思想

考虑在一个一般的小区范围内，最大功率损耗为 $L_{\mathrm{wl,worst}}$。$L_{\mathrm{wl,worst}}$ 与小区面积和无线环境有关。因此，最坏情况的 cSNR 为

$$\mathrm{cSNR}_{\mathrm{worst}}=\mathrm{OSNR}\left[\frac{1}{1+\frac{L_{\mathrm{wl,worst}}^2}{G_{\mathrm{op}}^2}}\right] \tag{3.22}$$

3.5.1 光接收器放大增益

从式（3.22）可以计算在给定 OSNR 值和最坏 SNR 情况下，不同 $L_{wl,worst}$ 最大损耗值所对应的光放大增益[⊖]。其为

$$G_{op}=\sqrt{\frac{L_{wl,worst}^2}{\frac{OSNR}{cSNR_{worst}}-1}} \tag{3.23}$$

定义 L 为最大无线链路损耗（dB），即 $L_{wl,worst}=10^{L/20}$。图 3.8 表示了无线小区中，RAP 所需的最小光放大增益与最大损耗 L 之间的关系。我们能从中很明显的看到，当损耗增加时（如小区范围扩大时），所需增益 G_{op} 相应成线性增加。有意思的是，当增益每增加 1dB 时，光接收器放大增益就需要增加 0.6dB。这一结果对所有 OSNR（12，15，20dB）等级都有效。

OSNR 收到很多因子影响，包括光纤长度——直接影响信号功率损耗。OSNR 等级与光接收器放大增益之间的关系，对小区网络中各种不同的工作条件都很有意义。

假设最大增益点（小区边界处）需要 10dB 的 cSNR，我们从式（3.23）可得到 G_{op} 应为

$$G_{op}=\sqrt{\frac{10^{\frac{L}{10}}}{\frac{OSNR}{10}-1}} \tag{3.24}$$

这个关系转化为图像，如图 3.9 所示。当小区最大增益为 10dB 时，增益 G_{op} 可按照最下方曲线进行调整。在这种情况下，我们假设在小区边界处所需的 cSNR 为 10dB。因此，RAP 处的 OSNR 必须比 10dB 大。我们可以从图中很明显的看到这一点。当 OSNR 逼近 10dB 时，所需的光接收器放大增益 G_{op} 成指数趋势增大，逼近无穷。例如，当最大损耗为 10dB 而 cSNR > 10dB 时，假如我们想要将 G_{op} 限制在 30dB 以下，OSNR 就最小需要 10.5dB。因此，图中揭示了一个基本设计准则：对一个合理的链路设计而言，OSNR 应该比所需的 cSNR 大很多。

⊖ 小区面积与最大损耗相关性在于小区范围内可以满足所需 cSNR。

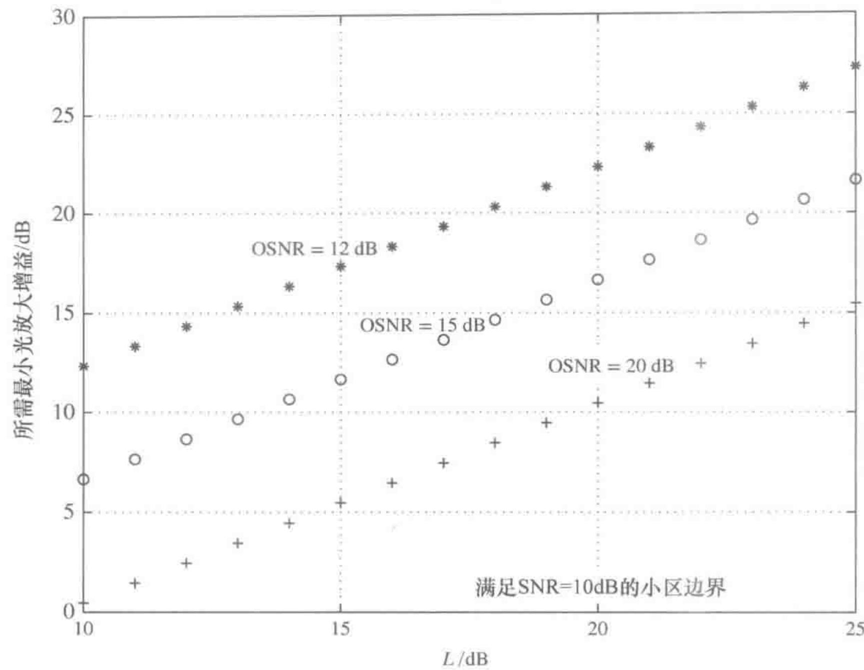


图 3.8　最小光接收器放大增益与无线小区最大损耗之间的关系（版权为 IEEE 所有）

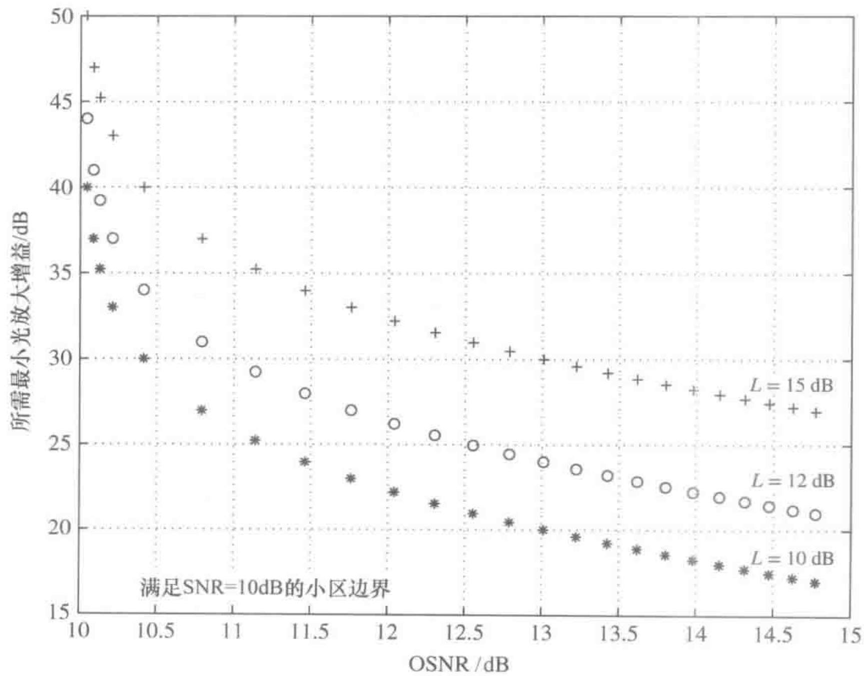


图 3.9　最小光接收器放大增益与 OSNR 关系（版权为 IEEE 所有）

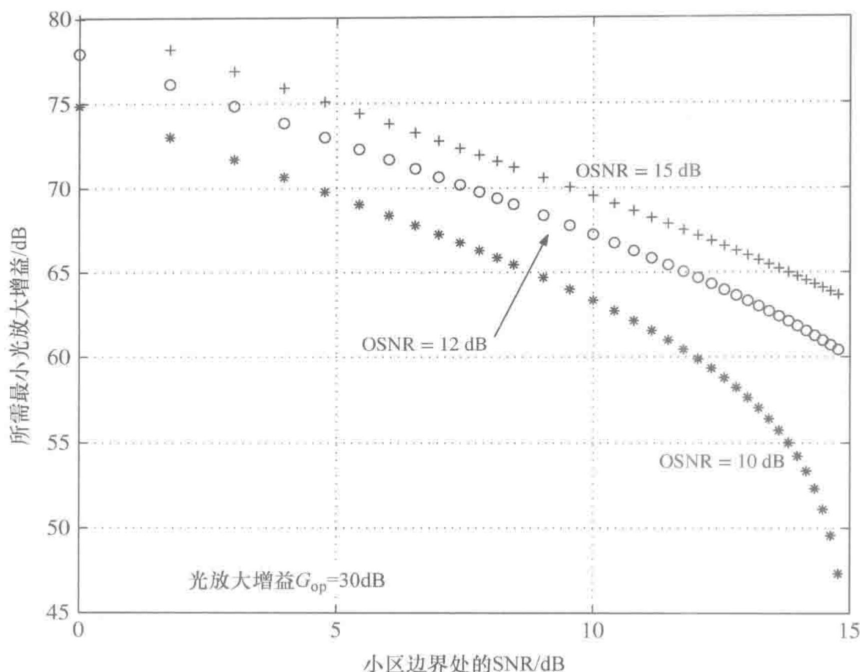


图 3.10 小区边界处最大容许损耗与 SNR 的关系（版权为 IEEE 所有）

3.5.2 小区覆盖面积

现代无线通信系统支持用户各种各样的服务请求（cSNRs）。这将会对 L 带来冲击，这个参数决定了小区的大小。最大损耗 L 和最小所需 OSNR 的关系为

$$L = 10 \times \lg\left[\left(\frac{\mathrm{OSNR}}{\mathrm{cSNR_{worst}}} - 1\right)G_{\mathrm{op}}^2\right] \tag{3.25}$$

在图 3.10 中，表示了对不同的 OSNR 等级，小区中最大容许损耗与服务请求（cSNR）之间的关系。我们假设光放大增益（G_{op}）为 30dB。随着用户对信道质量的要求提高（更好的 cSNR），最大容许损耗 L 会下降（dB），这意味着小区范围将缩小。当 OSNR 下降时，这一影响将变得更严重。如 OSNR = 10dB 的情况所示，L（小区范围）随 cSNR 的增加而加速下降。因此，随着 ROF 链路损耗 L_{op} 加速下降的 OSNR，是决定最终信号质量的决定性因素。而 L_{op} 与 E/O 和 O/E 转换损耗和光纤损耗密切相关。

3.6 总结

在本章中，我们讨论了 Fi – Wi 系统设计中光和电信噪比之间的关系。理解各

种参数之间的关系——如无线小区最大损耗、移动接收端最小所需 SNR、光 SNR 和光放大增益——对 Fi - Wi 系统设计至关重要。

光纤长度和 E/O、O/E 转换损耗会对 OSNR 带来深刻影响。而 OSNR 则限制了小区覆盖面积，且不能通过单纯提高 G_{op} 光接收器放大增益而实现优化。因此，在一个强度调制 ROF Fi - Wi 系统中，光纤长度和无线小区范围之间存在着一种与生俱来的反比关系。

4 对相关性强度噪声表达式的改进

在前面各章中，我们已经明显地看到，光链路噪声对 Fi－Wi 链路累积性 SNR 起决定性作用。直调 ROF 链路主要包括散粒噪声、RIN 和热噪声。热噪声完全与信号功率无关。散粒噪声会随着有效光功率线性增加，且对调制信号平均功率为 0 的调制指数 m 不敏感。但是，相关性强度噪声与上述两种噪声完全不同，需要我们额外关注。在本章中，我们将重点讨论这种噪声。

RIN 传统上认为与有效光功率的平方成正比。这在小信号条件下是成立的。然而，许多实验[19,25,47－50]发现 RIN 也会随调制指数 m 的增加而增大，反映了随机调制信号 $s(t)$ 功率变化对 RIN 的影响。Way[25]研究了这一相关性，并阐述了在直调条件下的一种动态 RIN。

因此，更精确的描述 RIN 的特性是非常重要的。尤其是对于 ROF 这样的支持（多载波复用）多种无线信号大载波边带比传输的系统。在本章中，我们从 RIN 与调制指数 m 以及调制 RF 信号功率 $E[s^2(t)]$ 之间的相关性出发，推导出一个 RIN 的数学表达式。这个新的表达式可以更好的解释 ROF 系统噪声功率过量增加的现象。我们也会使用流行的电缆数据服务接口规范，对这个新公式进行信噪比分析和数值评估。

4.1 基础

广泛使用的公式[41]给出了一个 RIN 噪声电流 I_{RIN} 的均方值表达式：

$$\langle I_{\mathrm{RIN}}^2 \rangle = P_{\mathrm{RIN}} \mathscr{R}^2 P_o^2 B \tag{4.1}$$

式中 为 P_{RIN} 相关性强度噪声参数，单位为 dB/单位带宽。其他参数定义如前文所述。对给定的激光器二极管，P_{RIN} 假定为常数。

根据式（4.1），强度噪声功率只随 P_{RIN}、P_o、B 或 $\mathscr{R}$ 改变。但是，在许多情况下[19.25.47～50]，发现 RIN 会随着反映调制信号功率的光调制指数 m 发生变化。因此，RIN 的更精确表达式应该包含 m。

Way[25]对这种激光器本征 RIN 进行了研究，并将其命名为直调条件下对信号和多模激光器的动态 RIN。他同时发现了会造成 RIN 突变的 m 阈值。对大部分模拟应用来讲，m 的值一般都很小，所以并不存在什么太大问题。但是对 ROF 链路而言，m 的值会较大。例如，在现代光信号处理技术中，压缩非调制光载波会出现

非常高的 m[14]。因此，对这些情况，对 RIN 进行包含 m 的精确分析是非常必要的。

RIN 主要来自激光器。不过，除了激光器本征 RIN 之外，ROF 链路中由于存在类似多重光反射（干涉噪声）和 Brillouin 散射现象而存在额外的强度噪声源。这个累积性 RIN 会随光功率增大而增大。Shibuani et. al[19] 发现了这一现象，并揭示出由反射带来的 RIN 会随着 m 增大、连接器数量增多，以及光纤长度增加而出现非线性递增。这些研究也表明，总强度噪声是反射强度噪声与本征强度噪声的和，这是一个非常有意义的结论。

在本章中，我们会用节能理论推到出一个新的 RIN 表达式。这个新表达式会假定期间相关性参数可变，所以它可适用于各种直调链路。这个表达式与无线频率不相关，但与 RF 带宽相关。它可以更好的解释在 Fi－Wi 系统这样的大信号条件下 RIN 的特性。在 m 很小时，这个表达式可以退化为传统的式（4.1）。

4.2 ROF 链路中的基本噪声处理

在本节中，让我们对 ROF 链路中存在的基本噪声进行研究。在第 2 章中，我们已经看到，当无线频率较低时，可以忽略单模光纤的光纤色散。我们也假设连接器和其他被动元件不会带来显著的失真。接收器如图 4.1 所示，包含电放大器和以 f_c 为中心波长带宽为 B 的带通滤波器。这个带通滤波器的传输函数 $H(f)$ 如图 4.2 所示。

现在，我们忽略激光器的非线性（非线性会让我们的分析变得复杂且没有必要）。则直接强度调制激光器二极管的瞬态光输出功率 $P_{opt,laser}(t)$ 可以表示为

$$P_{opt,\,laser}(t) = [1 + ms(t)][P_o + \Delta P(t)] \tag{4.2}$$

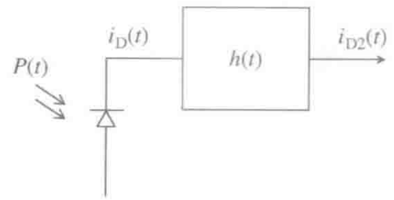


图 4.1 包含一个理想带通滤波器的光接收器区块图（版权为 IEEE[52] 所有）

这个式子除去包含相关性强度噪声项 $\Delta P(t)$ 之外，与式（3.2）类似。注意式中假设调制信号归一化，即 $|s(t)| \leqslant 1$。我们同时可以忽略光纤衰减，它只会衰减光信号，而对最终的噪声表达式没有贡献。这样，接收器接收的光信号功率 $P_{opt,receiver}(t)$ 等于 $P_{opt,laser}(t)$。我们为了简便起见，称这个功率为 $P(t)$。$P(t)$ 会产生探测器电流 $I_D(t) = \mathscr{R}P(t)$，其中 $\mathscr{R}$ 为响应度，它在式（2.14）中定义。$\mathscr{R}$ 也可写为

$$\mathscr{R} = \frac{I_D}{P_o} = \frac{i_D(t)}{P(t)} \tag{4.3}$$

这意味着瞬态值（$i_D(t)$ 和 $P(t)$）与它们的平均值 I_D 和 P_o 的比值相等，都为不随

时间变化的参数 $\mathscr{R}$。

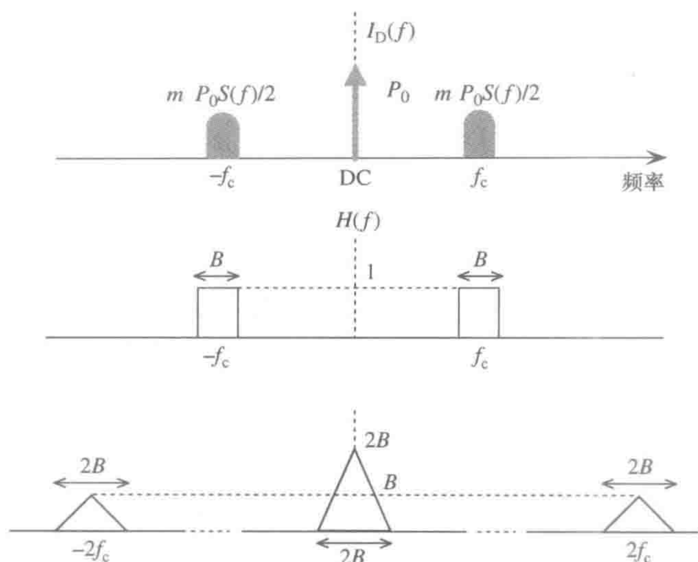


图 4.2 探测器电流 $I_D(f)$（最上）与接收器带通滤波器一阶和二阶响应频谱，[$S(f)$ 为 $s(t)$ 的傅里叶变换]（版权为 IEEE[52] 所有）

探测电流 $i_D(t)$ 经过滤波后得到输出电流 $i_{D2}(t)$，如图 4.1 所示。

$$i_{D2}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} i_D(\tau)h(t-\tau)\mathrm{d}\tau = \mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty} P(\tau)h(t-\tau)\mathrm{d}\tau \tag{4.4}$$

这一过程输出的电流 $i_{D2}(t)$ 为包含相关性强度噪声 $\Delta P(t)$ 的双随机泊松过程。双随机输出过程的均值和方差由泛 Campbell 理论确定[51]。由此，$i_{D2}(t)$ 可以改写为

$$i_{D2}(t) = \mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty} [1 + ms(\tau)][P_o + \Delta P(\tau)]h(t-\tau)\mathrm{d}\tau \tag{4.5}$$

该式可以变换为传统的频域表达式：

$$I_{D2}(f) = I_D(f)H(f) = \mathscr{R}P(f)H(f) \tag{4.6}$$

图 4.2 表示了最上的信号 $I_D(f)$ 和中间传输函数为 $H(f)$ 带通滤波器的频谱。如果去掉 $\mathscr{R}P_o$ 这一项，RF 信号可以无失真的通过带通滤波器，而滤波器输出电流 $i_{D2}(t)$ 也将只会和边带有关。

4.2.1 散粒噪声

让我们先假设激光器二极管不会产生噪声，即 $\Delta P(t)=0$。在这个假设条件下，我们可以看到的 $i_{D2}(t)$ 方差就是散粒噪声功率。式（4.5）的第二项冲量可以算得这个散粒噪声功率。其方差为式（4.7）。文献［51］包含了式（4.7）的推导，读者可参考附录 C。

$$\begin{aligned}\sigma_{iD2}^2 &= E[i_{D2}^2(t)] - \{E[i_{D2}(t)]\}^2 \\ &= \overline{\left(\mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty}[1+ms(\tau)]P_oh(t-\tau)\mathrm{d}\tau\right)^2} \\ &\quad - \left(\overline{\mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty}[1+ms(\tau)]P_oh(t-\tau)\mathrm{d}\tau}\right)^2 \\ &= \mathscr{R}q\int_{-\infty}^{\infty}P(\tau)h^2(t-\tau)\mathrm{d}\tau\end{aligned} \tag{4.7}$$

式（4.7）表示 $i_{D2}(t)$ 的方差与冲击响应 $h^2(t)$ 滤波器滤波后的信号 $P(t)$ 有关。这个滤波器的频率响应（$H_2(f)$）为 $H(f) * H(f)$。图 4.2 下部为 $H_2(f)$。从图中，我们可以看到滤波器 $H_2(f)$ 只通过了 DC 项 $\mathscr{R}P_o$，而阻塞了两个边带。因此，通过滤波之后散粒噪声的方差可以化简为

$$\sigma_{iD2}^2 = \langle I_{shot}^2 \rangle = 2q\mathscr{R}P_oB = 2qI_DB \tag{4.8}$$

这就是我们熟知的散粒噪声表达式。我们注意到散粒（或量子）噪声与 m 或 $s(t)$ 无关。

4.2.2　相关性强度噪声

带通滤波之后的相关性强度噪声可由 $i_{D2}(t)$ 得到。对非零的 $\Delta P(t)$，我们可以重新计算方差：

$$\begin{aligned}\sigma_{iD2}^2 &= E[i_{D2}^2(t)] - \{E[i_{D2}(t)]\}^2 \\ &= \overline{\left(\mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty}[1+ms(\tau)][P_o+\Delta P(\tau)]h(t-\tau)\mathrm{d}\tau\right)^2} \\ &\quad - \left(\overline{\mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty}[1+ms(\tau)][P_o+\Delta P(\tau)]h(t-\tau)\mathrm{d}\tau}\right)^2\end{aligned} \tag{4.9}$$

$\Delta P(t)$ 与 $s(t)$ 不相关，且 $\Delta P(t)$ 为一个零均值过程。因此，式（4.9）第一项的交叉相乘项可写为

$$\overline{\mathscr{R}^2\int_{-\infty}^{\infty}[1+ms(\tau)]^2[2P_o\Delta P(\tau)]h^2(t-\tau)\mathrm{d}\tau} = 0$$

因此，有

$$\begin{aligned}\sigma_{id2}^2 &= \overline{\left(\mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty}[1+ms(\tau)]P_oh(t-\tau)\mathrm{d}\tau\right)^2} \\ &\quad + \overline{\left(\mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty}[1+ms(\tau)]\Delta P(\tau)h(t-\tau)\mathrm{d}\tau\right)^2} \\ &\quad - \left(\overline{\mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty}[1+ms(\tau)][P_o+\Delta P(\tau)]h(t-\tau)\mathrm{d}\tau}\right)^2\end{aligned} \tag{4.10}$$

但是，正因为$\overline{\Delta P(t)}=0$以及$\Delta P(t)$与$s(t)$不相关，式（4.10）的最后一项变为

$$\mathscr{R}^2\int_{-\infty}^{\infty}[1+m\overline{s(\tau)}]^2P_o^2h^2(t-\tau)\mathrm{d}\tau \tag{4.11}$$

化简后与式（4.10）的第一项相同。因此，式（4.10）的第一项与最后一样相同。故

$$\sigma_{\mathrm{iD2}}^2=\overline{\left(\mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty}[1+ms(\tau)]\Delta P(\tau)h(t-\tau)\mathrm{d}\tau\right)^2} \tag{4.12}$$

我们需要特别注意式（4.2）。有趣的是，当输入包含随机噪声过程$\Delta P(t)$的情况下，$i_{\mathrm{d2}}(t)$与P_o无关，但它却与m和$s(t)$有关。

现在，让我们考虑一个理想滤波器

$$h_{\mathrm{RIN}}(\tau)=[1+ms(t-\tau)]h(\tau)\qquad -\infty\leqslant\tau\leqslant\infty \tag{4.13}$$

因此，有

$$\sigma_{\mathrm{iD2}}^2=\overline{\left\{\mathscr{R}\int_{-\infty}^{\infty}\Delta P(\tau)h_{\mathrm{RIN}}(t-\tau)\mathrm{d}\tau\right\}^2} \tag{4.14}$$

在频域，这个式子可以写为

$$\sigma_{\mathrm{iD2}}^2=\mathscr{R}^2\int_{-\infty}^{\infty}N_{\mathrm{RIN}}(f)\,|H_{\mathrm{RIN}}(f)|^2\mathrm{d}f \tag{4.15}$$

式中　$N_{\mathrm{RIN}}(f)$为相关性强度噪声的双边功率谱密度。

在模拟光传输频率上，此频谱为恒定不变[41]。从式（4.13）可以得到，$h_{\mathrm{RIN}}(t)$包含两个部分，$h(t)$和$mh(t)s(t-\tau)$。$h(t)$为以f_c为中心频率，通频带包含$s(t)$频率成分的带通滤波器单位增益传输函数。第二项与$s(t)$有关。因此，从功率守恒角度讲，对$E[s(t)]=0$，频谱$|H_{\mathrm{RIN}}(f)|^2$内的功率应该与$[1+ms(t)]$的均方值相等。依据此解释，RIN的噪声功率可以表示为

$$\sigma_{\mathrm{iD2}}^2=2\mathscr{R}^2N_{\mathrm{RIN}}(f)B[1+m^2\langle s^2(t)\rangle] \tag{4.16}$$

RIN参数P_{RIN}与双边功率谱密度N_{RIN}的关系可表示为

$$P_{\mathrm{RIN}}(\mathrm{dB/Hz})=\langle 2N_{\mathrm{RIN}}(f)\rangle/\langle 2N_{\mathrm{RIN}}\rangle P_o^2 \tag{4.17}$$

代入$\sigma_{\mathrm{iD2}}^2=\langle I_{\mathrm{RIN}}^2\rangle$求解上式可得累积性强度噪声$\Delta P(t)$为

$$\langle I_{\mathrm{RIN}}^2\rangle=P_{\mathrm{RIN}}\mathscr{R}^2P_o^2B[1+m^2\langle s^2(t)\rangle] \tag{4.18}$$

这个式子就是相关性强度噪声的改进表达式。我们注意在这个表达式中，RIN会随着RF信号电平发生改变。这符合逻辑，因为RIN正比于光功率的平方。由于光纤中得瞬态光功率本身会随着无线信号频率波动而波动，当RF信号电平增加时，有式中m的平方这一项的关系，RIN会呈平方增长。

当$s(t)$包含n个频率成分，如子载波复用系统的情况时，式（4.12）可以改写为

$$\langle I_{\mathrm{RIN}}^2 \rangle = P_{\mathrm{RIN}} \mathscr{R}^2 P_o^2 B \left[1 + \sum_{i=1}^{n} m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle \right] \tag{4.19}$$

式中 m_i 为信号 $s_i(t)$ 的调制度。

一个子载波复用系统的总光调制指数 m 和每个信道的调制指数 m_i 的关系为

$$m = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} m_i^2} \tag{4.20}$$

如果每个信道的调制指数相同，则式（4.20）可以化简为 $m = m_i \sqrt{n}$。

式（4.12）更精确地揭示了 RIN 和 m 以及调制信号功率之间的关系。当 $m \leqslant 1$ 的时候，式（4.12）退化为大家熟知的传统（静态）RIN 表达式（4.1）。但当 m 较高时，式（4.12）描述 RIN 将更精确。

4.3 信噪比

考虑式（4.12），信噪比的表达式与传统表达式相比也会有所不同。对 n 个子载波的子载波复用链路，有

$$i_{\mathrm{D}}(t) = \mathscr{R} P_o \left[1 + \sum_{i=1}^{n} m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle \right] = I_{\mathrm{D}} \left[1 + \sum_{i=1}^{n} m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle \right]$$

因此，SCM ROF 链路第 i 个子载波的信噪比可以表示为

$$\mathrm{SNR}_i = \frac{I_{\mathrm{D}}^2 m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle}{2qBI_{\mathrm{D}} + 4F_t K_B T_o B / R_L + P_{\mathrm{RIN}} I_{\mathrm{D}}^2 B \left[1 + \sum_{i=1}^{n} m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle \right]} \tag{4.21}$$

假如接收放大器的热噪声可通过良好的设计减小到足够小，则式（4.21）可变为

$$\mathrm{SNR}_i \frac{I_{\mathrm{D}} m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle}{2qB + P_{\mathrm{RIN}} I_{\mathrm{D}} B \left[1 + \sum_{i=1}^{n} m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle \right]} \tag{4.22}$$

从式（4.22）我们可以得到：

1. 对散粒噪声占主导的情况，有

$$\mathrm{SNR}_i = \frac{I_{\mathrm{D}} m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle}{2qB} \tag{4.23}$$

该式表示了 SNR 会随第 i 个子载波 RF 调制功率增大而增加，直到非线性失真变得足够大。

2. 对 RIN 占主导的情况，有

$$\mathrm{SNR}_i = \frac{m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle}{P_{\mathrm{RIN}} \left[1 + \sum_{i=1}^{n} m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle \right] B} \approx \frac{\sum_{i=1}^{n} m_i^2 \langle s_i^2(t) \rangle}{P_{\mathrm{RIN}} B} \tag{4.24}$$

该近似在小信号区（$1 \ll \sum_{i=1}^{n} m^2\langle s^2(t)\rangle$）有效。

4.4 数值评估和讨论

让我们考虑一个有 -140dB/Hz 的 P_{RIN} 单模光纤，光纤衰减可忽略。以 $E[s_i^2(t)]$ 为一。假设光接收器为 PIN 二极管，其响应度 $\mathscr{R}$ 为 0.9A/W。负载阻抗为 50Ω。接收放大器的噪声因数 F_t 为 3dB。接收器带宽 B 为 806MHz。

图 4.3 对比了传统表达式（4.1）和改进表达式（4.12）得到的 RIN 功率变化。调制指数 $m=8$。可以看到由动态 RIN 带来的额外噪声。图中两条曲线由相同的斜率，这是因为噪声功率直接正比于 P_o 的二次方。

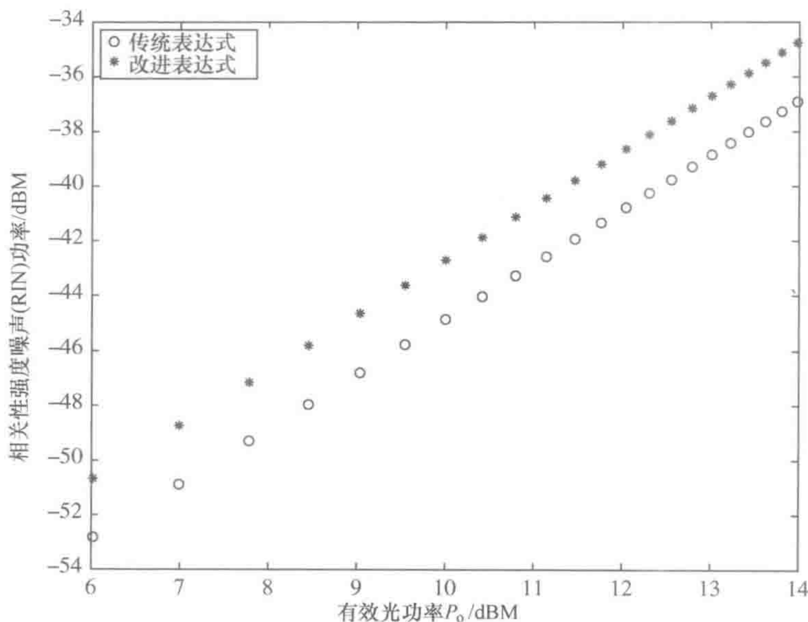


图 4.3　相关性强度噪声和有效光功率，$B=806$MHz（版权归 IEEE[52] 所有）

图 4.4 所示为 RIN 功率与调制指数之间的关系。在图中可以看到，当 m 变大时，可以看到两者曲线明显的区别。

图 4.5 为传统表达式（4.1）和改进表达式（4.19）得到的 RIN。系统的有效光功率默认为 1mW，且只使用一个 WCDMA 信道用于传输。如图所见，RIN 随 m 增大。

4.4.1 SCM ROF 系统的噪声等级增加

RIN 会随着整体 RF 调制功率增加而增大，这是一个非常重要的现象。在子载波复用系统中，这个现象会变得非常明显。即使一个子载波的功率保持恒定，SNR

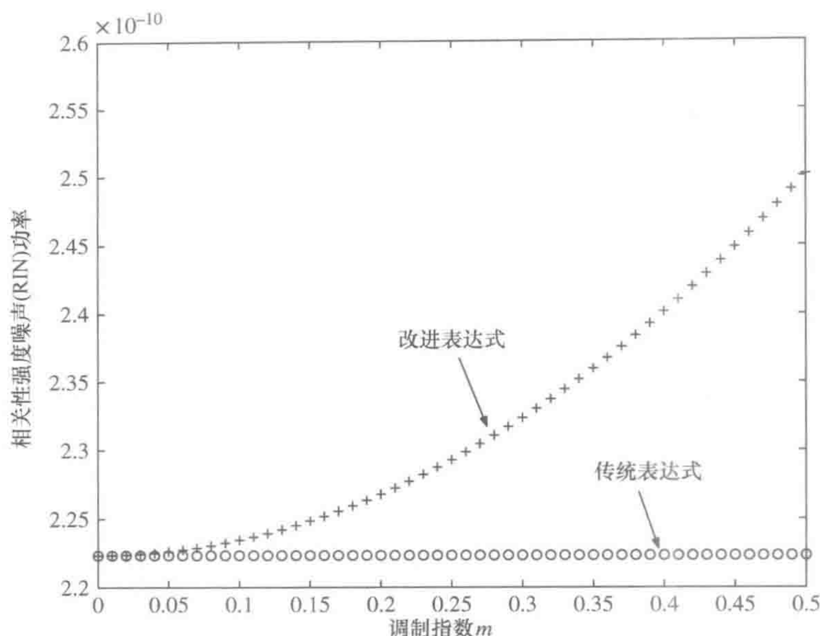


图 4.4　对比传统表达式和改进表达式表示 RIN 功率，$n = 1$，$B = 806\text{MHz}$

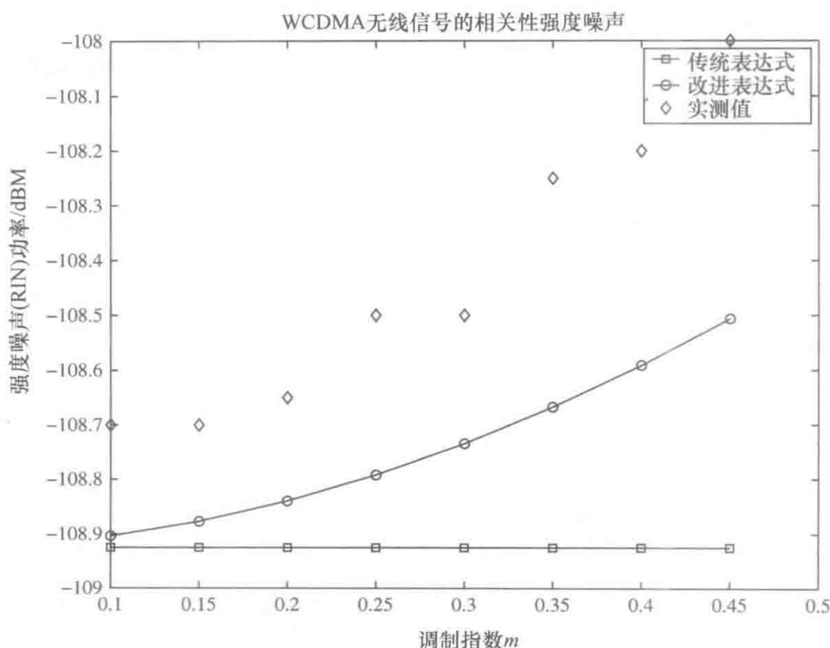


图 4.5　WCDMA ROF 链路的 RIN 变化

也会因为子载波数的增加而劣化。图 4.6 给出了一量化结果。图中情况同时考虑了散粒、RIN 和热噪声功率。从图中我们可以看到一个信道的 SNR 与临近信道数量

之间的关系。假设每个信道都有相同的调制指数 m_i，总 m 为 0.8。因此，一个信道的 SNR 性能会随着临近信道数增加而变差。在出现明显非线性之前，这个解释都是有效的。

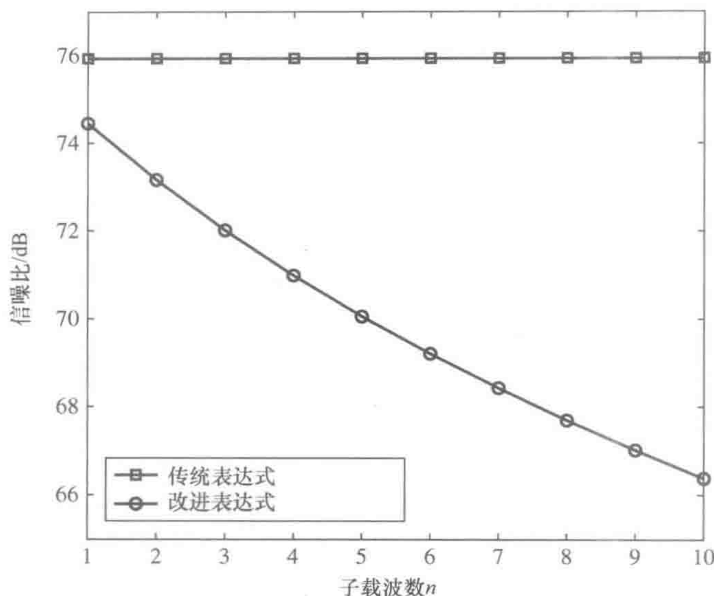


图 4.6 SCM ROF 链路中一个信道（6MHz）的 SNR 与相邻信道数之间的关系

4.5 总结

在本章中，我们讨论了 RIN 并给出了一个 RIN 的改进表达式。这个新表达式反映了 RIN 随调制指数 m 增大而增加的现象。我们也研究了子载波复用 ROF 系统的 SNR 性能。这个新表达式与很多研究实验数据高度吻合。数字估计显示，RIN 功率与调制指数之间的相关性不能被忽略，特别是对高 m 的情形。不仅如此，在 SCM ROF 系统中，临近信道的噪声对当前信道的影响也是非常明显的。

5 子载波复用 ROF 下行链路

5.1 引言

在第 3 章中，我们研究了 Fi - Wi 系统单 RF 载波情况的功率分配和累积性 SNR。不过，大多数 Fi - Wi 信道都使用子载波复用技术传输多个 RF 信号。当多于两个的 RF 信号在光纤中传输时，因为 ROF 链路非线性介质的原因，其性能分析会变得复杂。我们将在本章和下一章中研究如双子载波系统这样的 ROF 链路。在本章中，我们将重点放在下行链路性能分析，而在下一章中将重点放在上行链路性能分析上。

在本章中，我们关注基于 IEEE802.1b 无线局域网协议的 SCM 传输，和 WCDMA 小区无线通信。研究这两个系统特很有意义。首先，现代无线通信一班依托大量无线热点。这些无线热点天线可以轻易与 ROF 链路互联。同时，当今主流手机都具有 Wi - Fi 功能。这使同时支持无线小区接入和 Wi - Fi 的单接入点技术变得特别有意义。对终端用户而言同样有意义，因为 Wi - Fi 系统支持高带宽和相对宽裕的频谱。图 5.1 表现了这样的接入点架构，图中中心节点通过 ROF 链路连接到多个无线接入点。每个 RAP 覆盖了相对较大的 WCDMA 微小区和相对较小的 Wi - Fi 热点范围。

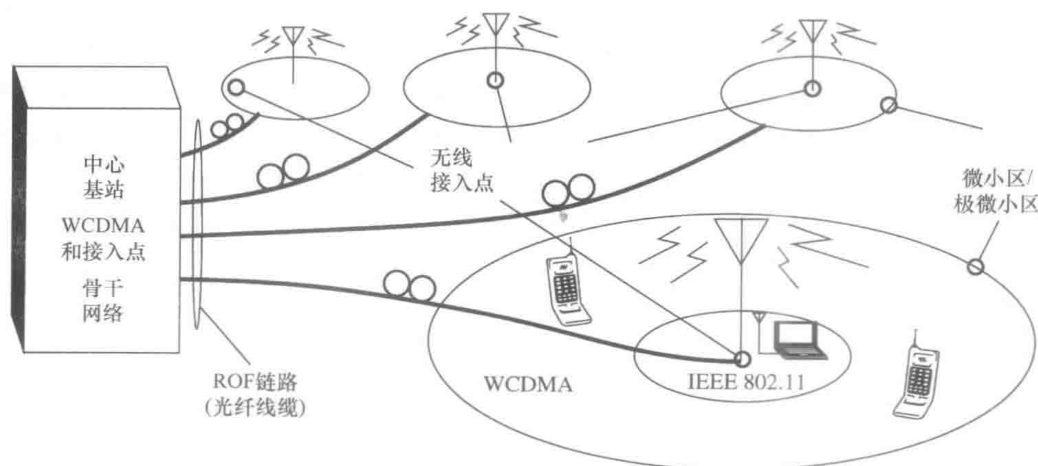


图 5.1　同时支持小区 CDMA 和 WLAN 服务的无线热点（版权归 IEEE[55] 所有）

其次，因为小区的介质访问控制层和 Wi - Fi 系统由很大的不同，使得对这两

个系统的分析变得非常有趣。WCDMA 系统允许多用户同步通信，而 IEEE802.11b 只允许一个时间段内一个用户通信。Wi - Fi 和 WCDMA 系统都使用了直接扩频。

5.1.1 背景介绍

子载波复用系统的非线性失真，在有线电视系统的相关文献中得到了充分的研究[53]。但是，有线电视和 Fi - Wi 网络有几点明显的不同。有线电视网络没有最后的无线信道，一般单向与终端进行通信。它一般包含非常多得子载波。于此相反，Fi - Wi SCM 系统存在额外的空中接口，并对线性有严格要求。Fi - Wi 系统一般进行对称双方向通信。

一些研究者对光载 CDMA[54] 和多信道 WLAN 系统[56] 进行了评估。另一些文献对其他系统如光载 WLAN、UWB，和吉比特以太网系统进行了研究[57]。在文献 [58] 中，作者发现了由非线性导致的共信道串扰项。他们随后在文献 [59] 中提出了消除这种串扰的技术。

Tonguz 等人在文献 [60] 中分析了 SCM ROF 链路实现的个人通信接入网络。他们考虑光噪声、非线性失真，和无线小区覆盖率推导出了载波 - 噪声比。Walker 等在文献 [62] 中展示了一种用优化光调制指数优化载波 - 噪声比的准则。该光调制指数与信道数和全光信道非线性相关。Kim 和 Chung 的文章[61] 中研究了多种支持窄带 CDMA 信道微小区通信，包括 SCM 的无源光网络系统。Fan 等人[63] 用 ROF 链路实现了微小区个人通信系统，分析了空中接口的共信道串扰和衰落，并对比了上行链路和下行链路的性能。

这些研究都将 SCM RF 环境近似为非线性多频声环境（将每个 RF 载波近似为未调制频声），并将重点放在饱和和互调积上。不过，从介质访问控制层（MAC）考虑问题会给予我们更深刻的理解。例如，当一个扩频信号通过一个三阶非线性系统，产生的很多高阶项甚至会覆盖掉信号基频项。CDMA 接收器无法分离这些高阶项，因为它们与基频项有相同的相位。这是一类新的非线性引起的共信道串扰[58]。其他重要的问题还有如第 3 章讨论过的累积性信噪比。SCM Fi - Wi 系统的 cSNR 表达式更为复杂，它包括附加在噪声项之上的交调项。

5.2 ROF 下行链路信道

SCM Fi - Wi 下行链路中有一些值得注意的地方。光和无线信道噪声功率在光和无线接收端混入信号两次。多用户接口和多径衰落出现在空中接口。n 个直接扩频 WCDMA 信号在基站同步合并向下传输。因此，在假设编码正交性完好的情况下，可以忽略 WCDMA 用户多接入串扰（只适用于下行链路）。所以，上下行链路的互调失真积也有所不同。

正向和反向链路的系统区块图相同，如图 5.1 所示。它们的功能组件图如图

5.2 所示。

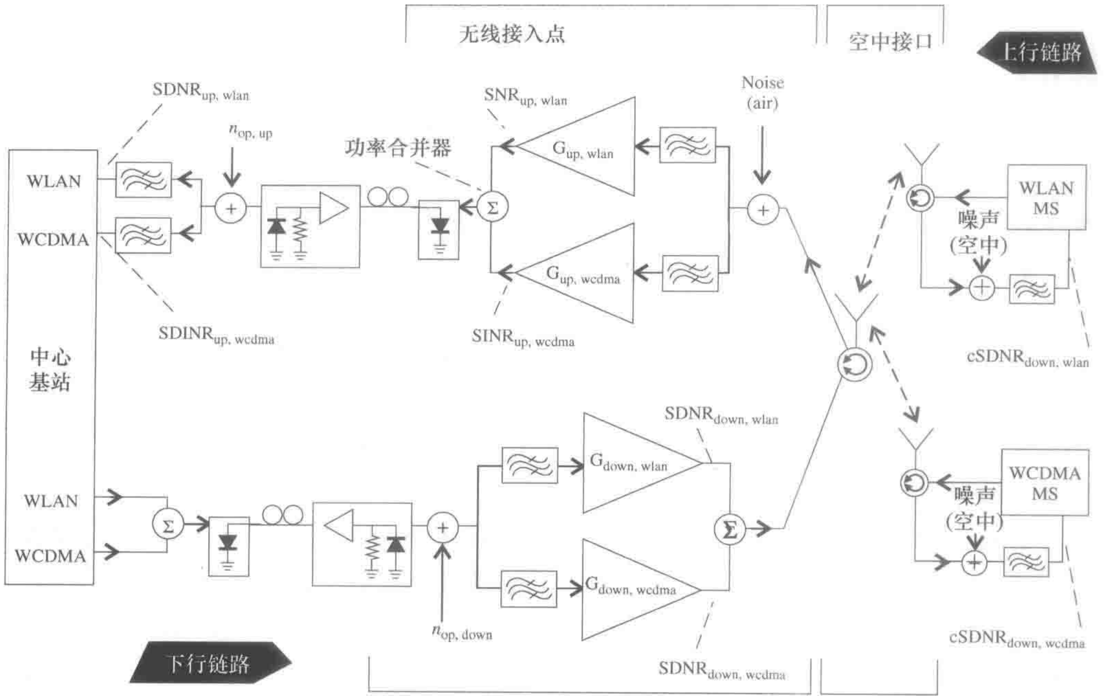


图 5.2 SCM Fi - Wi 系统区块图详细，包含上行链路和下行链路。版权归 IEEE[55] 所有

设系统存在 i 个用户，WCDMA 信号强度为 $A_{i,\text{laser}}$。WLAN 信号强度为 $B_{\beta,\text{laser}}$。两个信号都在激光器直接合并进行调制。合并后的信号可以表示为

$$s_{\text{laser}} = \sum_{i=1}^{n} A_{i,\text{laser}} d_i(t-\tau) c_i(t-\tau)\cos(\omega_\alpha t - \phi) + B_{\beta,\text{laser}} d_\beta(t-\tau_\beta) c_\beta(t-\tau_\beta)\cos(\omega_\beta t - \phi_\beta) \tag{5.1}$$

其中 $d_i(t-\tau)$ 和 $d_\beta(t-\tau_\beta)$ 为数据序列，$c_j(t-\tau)$ 和 c_β $(t-\tau_\beta)$ 为编码波形，τ 和 τ_β 为迟延，ϕ 和 ϕ_β 为迟延所对应的相角，ω_α 和 ω_β 为两个系统各自的载波频率。由于下行链路实行同步传输，为了不失一般性，我们忽略接入延迟。

从式（5.1）可得，激光器二极管调制的累积性 RF 功率的均方根可表示为

$$\mu_{\text{d}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \frac{A_{i,\text{laser}}^2}{2} + \frac{B_{\beta,\text{laser}}^2}{2}} \tag{5.2}$$

激光器二极管可以由一个三阶非记忆多项式建模，如第 2 章所述。故对调制信号 $s(t)$，激光器二极管的光输出功率可表示为

$$P(t) = P_{\text{o}}[1 + s(t) + a_2 s^2(t) + a_3 s^3(t)] \approx P_{\text{o}}[s(t) + a_3 s^3(t)] \tag{5.3}$$

式中 P_{o} 为有效光功率，a_2 和 a_3 为二阶和三阶激光器非线性系数。其可近似为一个通频带相对较窄的带通函数。

当 RF 频率不超过几个吉赫兹而光纤长度在 10km 以内时，光纤色散可以忽略

不计，如第 2 章所述。不过，衰减、光噪声、剪波和饱和失真不可忽略。所以，光纤末端的光电二极管接收光信号后产生的光电流可表示为

$$i_D(t) = \frac{[s_{\text{laser}}(t) + a_3 s_{\text{laser}}^3(t) + n_{\text{cl}}(t)]}{\sqrt{L_{\text{op}}}} + n_{\text{op}}(t) \tag{5.4}$$

式中 $n_{\text{op}}(t)$ 为链路光噪声；$n_{\text{cl}}(t)$ 为剪波噪声。

注意 $n_{\text{cl}}(t) = n_{\text{cl,wcdma}}(t) + n_{\text{cl,wlan}}(t)$，$L_{\text{op}}$ 为 ROF 链路总噪声，如式（3.7）所示。

5.2.1 高阶项

考虑式（5.4）和式（5.1）。设 α_i 为第 i 个 WCDMA 用户信号。设 β 为 WLAN 用户信号。它们可以写为

$$\alpha_i = A_{i,\text{laser}} d_i(t-\tau) c_i(t-\tau) \cos(\omega_\alpha t - \phi), i = 1, 2, \cdots, n \tag{5.5}$$

$$\beta = B_{\beta,\text{laser}} d_\beta(t-\tau_\beta) c_\beta(t-\tau_\beta) \cos(\omega_\beta t - \phi_\beta) \tag{5.6}$$

现在，我们可以对这两个式子进行化简。假设 WLAN 用户 β 为第 M 个用户，并有 $M = n+1$。n 为 WCDMA 用户数。则信号 $s_{\text{laser}}(t)$ 可改写为

$$\begin{aligned} s_{\text{laser}}(t) &= \sum_{i=1}^{n} \alpha_i + \beta \\ &= \sum_{i=1}^{M} x_i \end{aligned} \tag{5.7}$$

其中 $x_i = \alpha_i$，$1 \leqslant i \leqslant n$，且 $x_i = \beta$，$i = n+1 = M$。

将光电流表达式代入上式可得：

$$i_D(t) = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{op}}}} \sum_{i=1}^{M} x_i + \frac{a_3}{\sqrt{L_{\text{op}}}} \left[\sum_{i=1}^{M} x_i\right]^3 + \frac{n_{\text{cl}}(t)}{\sqrt{L_{\text{op}}}} + n_{\text{op}}(t) \tag{5.8}$$

现在，考虑如下表达式。它为所需信号 x_r 的三阶和展开：

$$\begin{aligned} \left[\sum_{i=1}^{M} x_i\right]^3 &= \sum_{i=1}^{M} x_i^3 + 3x_r^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{M} x_i + 3x_r \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{M} x_i^2 + 3 \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{M} x_j^2 x_k \\ &\quad + 3x_r \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{M} x_j x_k + \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{M} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\, i,\, j}}^{M} x_i x_j x_k \end{aligned} \tag{5.9}$$

我们注意，式（5.9）有六项。根据式（5.7），当所需信号为第 r 个 WCDMA 时，有 $x_r = \alpha_r$。因此，将式（5.7）代入式（5.9），并展开式（5.9）中得每一项，我们可得到

$$\sum_{i=1}^{M} x_i^3 = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i^3 + \beta^3 \tag{5.10}$$

$$3x_r^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{M} x_i = 3\alpha_r^2 \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i + \beta \right) = 3\alpha_r^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i + 3\alpha_r^2 \beta \tag{5.11}$$

$$3x_r \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{M} x_i^2 = 3\alpha_r \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i^2 + \beta^2 \right) = 3\alpha_r \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i^2 + 3\alpha_r \beta^2 \tag{5.12}$$

$$\begin{aligned}
3 \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{M} x_j^2 x_k &= 3 \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{M} \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j^2 + \beta^2 \right) x_k \\
&= 3 \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j^2 \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{M} x_k \right) + 3\beta^2 \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\ M}}^{M} x_k \\
&= 3 \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j^2 \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{n} \alpha_k + \beta \right) + 3\beta^2 \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r}}^{n} \alpha_k \\
&= 3 \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{n} \alpha_j^2 \alpha_k + 3\beta \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j^2 + 3\beta^2 \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r}}^{n} \alpha_k
\end{aligned} \tag{5.13}$$

$$\begin{aligned}
3x_r \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{M} x_j x_k &= 3\alpha_r \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\ j}}^{M} \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j + \beta \right) x_k \\
&= 3\alpha_r \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{M} x_k \right) + 3\alpha_r \beta \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\ M}}^{M} x_k \\
&= 3\alpha_r \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r}}^{n} \alpha_k + \beta \right) + 3\alpha_r \beta \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r}}^{n} \alpha_k \\
&= 3\alpha_r \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{n} \alpha_j \alpha_k + 3\alpha_r \beta \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j + 3\alpha_r \beta \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r}}^{n} \alpha_k \\
&= 3\alpha_r \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{n} \alpha_j \alpha_k + 6\alpha_r \beta \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r}}^{n} \alpha_k
\end{aligned} \tag{5.14}$$

$$\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{M} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r,i}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\ i,\ j}}^{M} x_i x_j x_k = \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\ i,j}}^{M} \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i \right) x_j x_k + \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r,\ M}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\ i,\ j}}^{M} \beta x_j x_k$$

$$= \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\, i,\, j}}^{M} \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i\right)\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r,i}}^{n} \alpha_j\right) x_k + \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\, i,\, M}}^{M} \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i\right) \beta x_k + \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\, M,\, j}}^{M} \beta \left(\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j\right) x_k$$

$$= \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i\right)\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r,\, i}}^{n} \alpha_j\right)\left(\sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\, i,\, j}}^{n} \alpha_k\right) + \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i\right)\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r,\, i}}^{n} \alpha_j\right)\beta$$

$$+ \left(\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \alpha_i\right)\beta\left(\sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\, i}}^{n} \alpha_k\right) + \beta\left(\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \alpha_j\right)\left(\sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\, j}}^{n} \alpha_k\right)$$

$$= \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{n} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r,i}}^{n} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,i,j}}^{n} \alpha_i\alpha_j\alpha_k + 3\beta \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{n} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\, j}}^{n} \alpha_j\alpha_k \tag{5.15}$$

在 WLAN 信号情况下，三阶非线性的六项展开式与 WCDMA 不同的。这时，有 $x_r = \beta$。将式（5.7）代入式（5.9），x_r 的六项展开式可以写为

$$\sum_{i=1}^{M} x_i^3 = \beta^3 + \sum_{i=1}^{n} \alpha_i^3 \tag{5.16}$$

$$3x_r^2 \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{M} x_i = 3\beta^2 \sum_{i=1}^{n} \alpha_i \tag{5.17}$$

$$3x_r \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{M} x_i^2 = 3\beta \sum_{i=1}^{n} \alpha_i^2 \tag{5.18}$$

$$3 \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{M} x_j^2 x_k = 3 \sum_{j=1}^{n} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq j}}^{n} \alpha_j^2 \alpha_k \tag{5.19}$$

$$3x_r \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,j}}^{M} x_j x_k = 3\beta \sum_{j=1}^{n} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq j}}^{n} \alpha_j \alpha_k \tag{5.20}$$

$$\sum_{\substack{i=1 \\ i\neq r}}^{M} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq r,i}}^{M} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq r,\, i,\, j}}^{M} x_i x_j x_k = \sum_{i=1}^{n} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{n} \sum_{\substack{k=1 \\ k\neq i,\, j}}^{n} \alpha_i\alpha_j\alpha_k \tag{5.21}$$

现在，我们可以用式（5.5）和式（5.6）替换 α_i 和 β。同时，由 $d(t) = \pm 1$，以及 $c(t) = \pm 1$，$t \in \{-\infty, \infty\}$，可得

$$d^3(t-\tau)c^3(t-\tau) = d(t-\tau)c(t-\tau) \tag{5.22}$$

$$d^2(t-\tau)c^2(t-\tau) = 1 \tag{5.23}$$

除去频率为 $2\omega_\alpha - \omega_\beta$ 和 $2\omega_\beta - \omega_\alpha$ 的互调项，可以忽略不在 WCDMA 频带内的信号。联立化简各式可得

$$\sum_{i=1}^{M} x_i^3 = \frac{3}{4} \sum_{i=1}^{n} A_{i,\,\text{laser}}^3 d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)\cos(\omega_\alpha t - \phi_i) \tag{5.24}$$

$$
\begin{aligned}
3x_r^2\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M}x_i =\ & \frac{3}{4}A_{r,\,\text{laser}}^2\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}A_{i,\,\text{laser}}d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)\\
&\cdot[\cos(\omega_\alpha t+\phi_i-2\phi_r)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_i)]\\
&+\frac{3}{4}A_{r,\,\text{laser}}^2B_{\beta,\,\text{laser}}d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\\
&\cdot\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-2\phi_r+\phi_\beta)]
\end{aligned}\tag{5.25}
$$

$$
\begin{aligned}
3x_r\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M}x_i^2 =\ & \frac{3}{4}A_{r,\,\text{laser}}d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}A_{i,\,\text{laser}}^2\\
&\cdot[\cos(\omega_\alpha t+\phi_r-2\phi_i)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_r)]\\
&+\frac{3}{4}B_{\beta,\,\text{laser}}^2A_{r,\,\text{laser}}d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)\\
&\cdot[\cos((2\omega_\beta-\omega_\alpha)t-2\phi_\beta+\phi_r)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_r)]
\end{aligned}\tag{5.26}
$$

$$
\begin{aligned}
3\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M}x_j^2x_k =\ & \frac{3}{4}\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{n}A_{j,\,\text{laser}}^2A_{k,\,\text{laser}}d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)\\
&\cdot[\cos(\omega_\alpha t+\phi_k-2\phi_j)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_k)]\\
&+\frac{3}{4}B_{\beta,\,\text{laser}}d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n}A_{j,\,\text{laser}}^2\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-2\phi_j+\phi_\beta)\\
&+\frac{3}{4}B_{\beta,\,\text{laser}}^2\sum_{\substack{k=1\\k\neq r}}^{n}A_{k,\,\text{laser}}d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)\\
&\cdot[\cos((2\omega_\beta-\omega_\alpha)t-2\phi_\beta+\phi_k)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_k)]
\end{aligned}\tag{5.27}
$$

$$
\begin{aligned}
3x_r\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M}x_jx_k =\ & \frac{3}{4}A_{r,\,\text{laser}}d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{n}A_{j,\,\text{laser}}\\
&\cdot A_{k,\,\text{laser}}d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)\\
&\cdot[\cos(\omega_\alpha t-\phi_r-\phi_j+\phi_k)+\cos(\omega_\alpha t-\phi_r+\phi_j-\phi_k)\\
&+\cos(\omega_\alpha t+\phi_r-\phi_j-\phi_k)]\\
&+\frac{3}{2}A_{r,\,\text{laser}}B_{\beta,\,\text{laser}}d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)d_\beta(t-\tau_\beta)\\
&\cdot c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{\substack{k=1\\k\neq r}}^{n}A_{k,\text{laser}}d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)\\
&\cdot\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-\phi_r-\phi_k+\phi_\beta)
\end{aligned}\tag{5.28}
$$

$$
\begin{aligned}
\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M}\sum_{\substack{j=1\\j\neq r,\,j}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,i,\,j}}^{M}x_ix_jx_k =\ & \frac{1}{4}\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}\sum_{\substack{j=1\\j\neq r,\,i}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,i,\,j}}^{n}A_{i,\,\text{laser}}A_{j,\,\text{laser}}A_{k,\,\text{laser}}d_i(t-\tau_i)\\
&\cdot c_i(t-\tau_i)d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)
\end{aligned}
$$

$$\cdot\left[\cos(\omega_\alpha t-\phi_i-\phi_j+\phi_k)+\cos(\omega_\alpha t-\phi_i+\phi_j-\phi_k)+\cos(\omega_\alpha t+\phi_i-\phi_j-\phi_k)\right]$$
$$+\frac{3}{4}B_{\beta,\ \mathrm{laser}}d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\ j}}^{n}A_{j,\ \mathrm{laser}}$$
$$\cdot A_{k,\ \mathrm{laser}}d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)$$
$$\cdot\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-\phi_j-\phi_k+\phi_\beta) \tag{5.29}$$

除了带外信号项之外，所有的三次项都已被展开。最后一步，对 WCDMA 带内所需信号、失真，和串扰信号进行分类合并。首先按照码字，然后按频率进行分类。它们可表示为

$$i_{\mathrm{D,\ wcdma}}(t)=D_{\mathrm{wcdma}}(t)+\sum_{i=1}^{7}Z_i(t)+\frac{n_{\mathrm{cl,\ wcdma}}(t)}{\sqrt{L_{\mathrm{op}}}}+n_{\mathrm{op,\ wcdma}}(t) \tag{5.30}$$

式中 $n_{\mathrm{up,wcdma}}(t)$，$n_{\mathrm{op,wcdma}}(t)$ 和 $n_{\mathrm{cl,wcdma}}(t)$ 分别为空中接口噪声、ROF 链路噪声和通过带通滤波器后的剪波失真。合并后的所需信号 $D_{\mathrm{wcdma}}(t)$，失真和串扰信号 $Z_i(t)$ 分别表示如下：

$$D_{\mathrm{wcdma}}(t)=\left\{\frac{A_{\mathrm{r,\ laser}}}{\sqrt{L_{\mathrm{op}}}}+\frac{1}{4}\frac{a_3}{\sqrt{L_{\mathrm{op}}}}\left[A^3_{r,\ \mathrm{laser}}+6A_{r,\ \mathrm{laser}}\left(\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}A^2_{i,\ \mathrm{laser}}+B^2_{\beta,\ \mathrm{laser}}\right)\right]\right\}$$
$$\cdot d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)\cos(\omega_\alpha t-\phi_r) \tag{5.31}$$

$$Z_1(t)=\frac{1}{\sqrt{L_{\mathrm{op}}}}\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}A_{i,\ \mathrm{laser}}\left\{\left[1+\frac{3}{2}a_3\left(\frac{1}{2}A^2_{i,\ \mathrm{laser}}+A^2_{r,\ \mathrm{laser}}+B^2_{\beta,\ \mathrm{laser}}+\sum_{\substack{j=1\\j\neq r,\ i}}^{n}A^2_{j,\ \mathrm{laser}}\right)\right]\right.$$
$$\cos(\omega_\alpha t-\phi_i)+\frac{3}{4}a_3A^2_{r,\ \mathrm{laser}}\cos(\omega_\alpha t+\phi_i-2\phi_r)$$
$$+\frac{3}{4}a_3B^2_{\beta,\ \mathrm{laser}}\cos((2\omega_\beta-\omega_\alpha)t-2\phi_\beta+\phi_i)$$
$$\left.+\frac{3}{4}a_3\sum_{\substack{j=1\\j\neq r,\ i}}^{n}A^2_{j,\ \mathrm{laser}}\cos(\omega_\alpha t+\phi_i-2\phi_j)\right\}$$
$$\cdot d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i) \tag{5.32}$$

$$Z_2(t)=\frac{3}{4}\frac{a_3A_{r,\ \mathrm{laser}}}{\sqrt{L_{\mathrm{op}}}}\left[\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}A^2_{i,\ \mathrm{laser}}\cos(\omega_\alpha t+\phi_r-2\phi_i)+B^2_{\beta,\ \mathrm{laser}}\cos((2\omega_\beta-\omega_\alpha)\right.$$
$$\left.t-2\phi_\beta+\phi_r)\right]\cdot d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r) \tag{5.33}$$

$$Z_3(t)=\frac{3}{4}\frac{a_3B_{\beta,\ \mathrm{laser}}}{\sqrt{L_{\mathrm{op}}}}\sum_{i=1}^{n}A^2_{i,\ \mathrm{laser}}\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t+2\phi_i-2\phi_\beta)d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta) \tag{5.34}$$

$$Z_4(t) = \frac{3}{4}\frac{a_3 A_{r,\text{ laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, j}}^{n} A_{j,\text{ laser}}A_{k,\text{ laser}}[\cos(\omega_\alpha t-\phi_r-\phi_j+\phi_k)$$
$$+\cos(\omega_\alpha t-\phi_r+\phi_j-\phi_k)+\cos(\omega_\alpha t+\phi_r-\phi_j-\phi_k)]$$
$$\cdot d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \tag{5.35}$$

$$Z_5(t) = \frac{3}{2}\frac{a_3 A_{r,\text{ laser}}B_{\beta,\text{ laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r}}^{n} A_{k,\text{ laser}}\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-\phi_r-\phi_k+\phi_\beta)$$
$$\cdot d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \tag{5.36}$$

$$Z_6(t) = \frac{1}{4}\frac{a_3}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i,\, j}}^{n} A_{i,\text{laser}}A_{j,\text{laser}}A_{k,\text{laser}}$$
$$\cdot[\cos(\omega_\alpha t-\phi_i-\phi_j+\phi_k)+\cos(\omega_\alpha t-\phi_i+\phi_j-\phi_k)+\cos(\omega_\alpha t+\phi_i-\phi_j-\phi_k)]$$
$$\cdot d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \tag{5.37}$$

$$Z_7(t) = \frac{3}{4}\frac{a_3 B_{\beta,\text{ laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, j}}^{n} A_{j,\text{laser}}A_{k,\text{laser}}\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-\phi_j-\phi_k+\phi_\beta)$$
$$\cdot d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \tag{5.38}$$

可以对 WLAN 系统做相同的处理，这时有 $x_r=\beta$。同样，展开 WLAN 信号相关的三次非线性项，有

$$\sum_{i=1}^{M} x_i^3 = \beta^3 + \sum_{i=1}^{n}\alpha_i^3 \tag{5.39}$$

$$3x_r^2\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{M} x_i = 3\beta^2\sum_{i=1}^{n}\alpha_i \tag{5.40}$$

$$3x_r\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{M} x_i^2 = 3\beta\sum_{i=1}^{n}\alpha_i^2 \tag{5.41}$$

$$3\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, j}}^{M} x_j^2 x_k = 3\sum_{j=1}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq j}}^{n}\alpha_j^2\alpha_k \tag{5.42}$$

$$3x_r\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, j}}^{M} x_j x_k = 3\beta\sum_{j=1}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq j}}^{n}\alpha_j\alpha_k \tag{5.43}$$

$$\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{M}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i,\, j}}^{M} x_i x_j x_k = \sum_{i=1}^{n}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq i}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq i,\, j}}^{n}\alpha_i\alpha_j\alpha_k \tag{5.44}$$

代入式（5.5）和式（5.6），并联立式（5.22）和式（5.23）可以进一步展

开这六项。除去频率为 $2\omega_\alpha-\omega_\beta$ 和 $2\omega_\beta-\omega_\alpha$ 的互调项，不在 WCDMA 频带内的信号都可以忽略。可以通过快速观察后看到，式（5.42）和式（5.44）不包含任何 WLAN 带内项，所以这两式可以忽略，并不会对结果造成影响。通过整理各式，我们得到

$$\sum_{i=1}^{M} x_i^3 = \frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}^3 d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\cos(\omega_\beta t-\phi_\beta) \tag{5.45}$$

$$3x_r^2\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M} x_i = \frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}^2\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{ laser}}d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)\cos((2\omega_\beta-\omega_\alpha)t-2\phi_\beta+\phi_i) \tag{5.46}$$

$$\begin{aligned}3x_r\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M} x_i^2 &= \frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{ laser}}^2\\&\quad\cdot[\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-2\phi_i+\phi_\beta)+2\cos(\omega_\beta t-\phi_\beta)]\end{aligned} \tag{5.47}$$

$$\begin{aligned}3x_r\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M} x_jx_k &= \frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{j=1}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{n}A_{j,\text{ laser}}A_{k,\text{ laser}}\\&\quad\cdot d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)\\&\quad\cdot[\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-\phi_j-\phi_k+\phi_\beta)\\&\quad+\cos(\omega_\beta-\phi_\beta+\phi_j-\phi_k)+\cos(\omega_\beta-\phi_\beta-\phi_j+\phi_k)]\end{aligned} \tag{5.48}$$

除了带外信号项之外，所有的三次项都已被展开。最后一步，我们对 WLAN 带内所需信号、失真，和串扰信号进行分类合并。我们首先按照码字，然后按频率进行分类。分类后的结果可表示为

$$i_{\text{D, wlan}}(t) = D_{\text{wlan}}(t)+\sum_{i=1}^{3}M_i(t)+\frac{n_{\text{cl,wlan}(t)}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}+n_{\text{op, wlan}}(t) \tag{5.49}$$

式中　$n_{\text{op, wlan}}(t)$ 和 $n_{\text{cl, wlan}}(t)$ 分别为 ROF 链路和剪波失真。所需信号 $D_{\text{wlan}}(t)$ 以及失真和串扰信号 $M_i(t)$ 如下所示：

$$\begin{aligned}D_{\text{wlan}}(t) &= \left[\frac{B_{\beta,\text{ laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}+\frac{3}{4}\frac{a_3}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\left(B_{\beta,\text{ laser}}^3+2B_{\beta,\text{ laser}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{ laser}}^2\right)\right]\\&\quad\cdot\cos(\omega_\beta t-\phi_\beta)d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\end{aligned} \tag{5.50}$$

$$\begin{aligned}M_1(t) &= \frac{3}{4}\frac{a_3B_{\beta,\text{ laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{ laser}}^2\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-2\phi_i+\phi_\beta)\\&\quad\cdot d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\end{aligned} \tag{5.51}$$

$$\begin{aligned}M_2(t) &= \frac{3}{4}\frac{a_3B_{\beta,\text{ laser}}^2}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{ laser}}\cos((2\omega_\beta-\omega_\alpha)t-2\phi_\beta+\phi_i)\\&\quad\cdot d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)\end{aligned} \tag{5.52}$$

$$M_3(t) = \frac{3}{4}\frac{a_3 B_{\beta,\text{laser}}}{\sqrt{L_{op}}}\sum_{j=1}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{n} A_{j,\text{laser}}A_{k,\text{laser}}$$
$$\cdot[\cos((2\omega_\alpha - \omega_\beta)t - \phi_j - \phi_k + \phi_\beta)$$
$$+ \cos(\omega_\beta - \phi_\beta + \phi_j - \phi_k) + \cos(\omega_\beta - \phi_\beta - \phi_j + \phi_k)]$$
$$\cdot d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)$$
$$\cdot d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \tag{5.53}$$

因此，通过带通滤波器之后的 WCDMA 和 WLAN 信号可以表示为

$$i_{D,\text{wcdma}}(t) = D_{\text{wcdma}}(t) + \sum_{i=1}^{7} Z_i(t) + n_{op,\text{wcdma}}(t) + \frac{n_{cl}(t)}{\sqrt{L_{op}}} \tag{5.54}$$

$$i_{D,\text{wlan}}(t) = D_{\text{wlan}}(t) + \sum_{i=1}^{3} M_i(t) + n_{op,\text{wlan}}(t) + \frac{n_{cl}(t)}{\sqrt{L_{op}}} \tag{5.55}$$

式中 $i_{D,\text{wcdma}}(t)$为 WCDMA 的探测电流；$i_{D,\text{wlan}}(t)$为 WLAN 的探测电流。

下面推导所需信号和失真的 RF 功率，以计算信号－失真和噪声比（SDNR）。我们可以通过所需信号和失真的均方值得到这个功率。对 WCDMA 系统，功率表达式如下所示，其中 r 为所求用户序号：[⊖]

$$\langle D^2_{\text{wcdma}}\rangle = \frac{1}{2L_{op}}A^2_{r,\text{laser}}\left[1 + \frac{3}{4}\left(A^2_{r,\text{laser}} + 3\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}A^2_{i,\text{laser}} + 2B^2_{\beta,\text{laser}}\right)\right] \tag{5.56}$$

$$\langle Z_1^2\rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2}{L_{op}}\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}A^2_{i,\text{laser}}B^4_{\beta,\text{laser}} \tag{5.57}$$

$$\langle Z_2^2\rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2}{L_{op}}A^2_{r,\text{laser}}B^4_{\beta,\text{laser}} \tag{5.58}$$

$$\langle Z_3^2\rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2}{L_{op}}B^2_{\beta,\text{laser}}\sum_{i=1}^{n}A^4_{i,\text{laser}} \tag{5.59}$$

$$\langle Z_4^2\rangle \approx 0 \tag{5.60}$$

$$\langle Z_5^2\rangle = \frac{9}{8}\frac{a_3^2}{L_{op}}A^2_{r,\text{laser}}B^2_{\beta,\text{laser}}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r}}^{n}A^2_{k,\text{laser}} \tag{5.61}$$

$$\langle Z_6^2\rangle \approx 0 \tag{5.62}$$

$$\langle Z_7^2\rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2}{L_{op}}B^2_{\beta,\text{laser}}\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,j}}^{n}A^2_{j,\text{laser}}A^2_{k,\text{laser}} \tag{5.63}$$

与 WCDMA 相似，对 WLAN，功率表达式有

⊖ 在这些式子中，我们可以去掉与所求信号关联性较小的项，如包含 $\cos(\omega_\alpha - \phi)d_i(t-\tau)c_i(t-\tau)$ 的项。因此，式（5.57）、式（5.60）、式（5.62），和式（5.67）都做了这样的轻微处理。这些处理不会影响精度。

$$\langle D_{\text{wlan}}^2 \rangle = \frac{B_{\beta,\text{ laser}}^2}{2L_{\text{op}}}\left[1 + \frac{3}{4}a_3\left(B_{\beta,\text{ laser}}^2 + 2\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{ laser}}^2\right)\right]^2 \tag{5.64}$$

$$\langle M_1^2 \rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2}{L_{\text{op}}}B_{\beta,\text{ laser}}^2\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{ laser}}^4 \tag{5.65}$$

$$\langle M_2^2 \rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2}{L_{\text{op}}}B_{\beta,\text{ laser}}^4\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{ laser}}^2 \tag{5.66}$$

$$\langle M_3^2 \rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2}{L_{\text{op}}}B_{\beta,\text{ laser}}^2\sum_{j=1}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{n}A_{j,\text{ laser}}^2A_{k,\text{ laser}}^2 \tag{5.67}$$

因此，只考虑在光部分的双子载波 Wi－Fi 链路 WCDMA 下行链路信号的 SDNR 可以表示为

$$\text{SDNR}_{\text{down, wcdma}} = \frac{\langle D_{\text{wcdma}}^2 \rangle}{\langle n_{\text{op, wcdma}}^2 \rangle F + \dfrac{\langle n_{\text{cl, wcdma}}^2 \rangle}{L_{\text{op}}} + \sum_{i=1}^{7}\langle Z_i^2 \rangle} \tag{5.68}$$

与此相似，只考虑在光部分的双子载波 Wi－Fi 链路 WLAN 下行链路信号的 SDNR 可以表示为

$$\text{SDNR}_{\text{down, wlan}} = \frac{\langle D_{\text{wlan}}^2 \rangle}{\langle n_{\text{op, wlan}}^2 \rangle F + \dfrac{\langle n_{\text{cl, wlan}}^2 \rangle}{L_{\text{op}}} + \sum_{i=1}^{3}\langle M_i^2 \rangle} \tag{5.69}$$

$\langle n_{\text{cl,wcdma}}^2 \rangle$ 和 $\langle n_{\text{cl,wlan}}^2 \rangle$ 为剪波失真功率，由式（6.11）和式（6.12）分别定义。$\langle n_{\text{op,wcdma}}^2 \rangle$ 为 WCDMA 带内光噪声功率，$\langle n_{\text{op,wlan}}^2 \rangle$ 为 WLAN 带内光噪声功率。F 为 RAP 处 RF 下行链路放大器噪声因数。

5.3 无线下行链路信道

在下行链路方向上，信号到达 RAP 之后被放大，然后通过空中接口传输到移动终端。信号在空中会伴随（大尺度）路径噪声、（小尺度）衰落，和加性噪声。大尺度传播模型用于在以 RAP 为圆心的给定半径范围，计算信号平均衰减。有多种方法可以计算满足给定 SNR 所需的最大无线小区半径。第 2 章已经对此进行了详细的讨论。合适的半径是 90% 置信度的平均半径，即该距离的衰减不会超过计算值的 90% 。这个距离（R_{90}）的无线信道损耗为

$$L_{\text{wl}}(R_{90}) = \frac{1}{S}\left(\frac{4\pi R_{90}}{\lambda_\alpha 10^{\left(\frac{-0.13\sigma}{\gamma}\right)}}\right)^\gamma \tag{5.70}$$

式中　S 为阴影效应因子；λ_α 为 RF 信号波长。

$10^{\left(\frac{-0.13\sigma}{\gamma}\right)}$表示了 90% 置信度半径 R90 和平均覆盖半径 r 的关系[64]，其中 σ 为信道损耗的标准差，γ 为路径损耗指数。

我们可以假定空中接口存在功率谱密度（PSD）为 $N_{down,wl}/2$ 的加性白高斯噪声。

包含移动终端所有下行链路损耗的累积性 SDNR 如下所示。我们假设在 WCDMA下行链路没有多址串扰。当系统接入完全同步且码字正交性完好时，可以满足这样的条件。这种情况下我们不计算 SDINR，而计算 SDNR。这与下面的第六章所述上行链路的情况不同。故只考虑下行链路空中接口的 SNR 可表示为

$$\mathrm{SNR}_{\mathrm{air,\ down,\ wcdma}} = \frac{\langle D^2_{\mathrm{wcdma}} \rangle}{L_{\mathrm{wl}}(R_{90}) N_{\mathrm{down,\ wl}} B_{\mathrm{wcdma}}} \tag{5.71}$$

考虑 Fi－Wi 下行链路所有损耗的移动端 WCDMA 信号累积性 SDNR 可表示为

$$\mathrm{cSDNR}_{\mathrm{down,\ wcdma}} = \frac{\langle D^2_{\mathrm{wcdma}} \rangle / L_{\mathrm{wl}}(R_{90})}{\dfrac{\langle n^2_{\mathrm{op,\ wcdma}} \rangle F + \langle n^2_{\mathrm{cl,\ wcdma}} \rangle / L_{\mathrm{op}} + \sum_{i=1}^{7} \langle Z_i^2 \rangle}{L_{\mathrm{wl}}(R_{90})} + N_{\mathrm{down,\ wl}} B_{\mathrm{wcdma}}} \tag{5.72}$$

我们可以看到，累积性下行链路 SDNR 与光和无线信道 SDNR 两者都有关系。它小于两者中最小的一个。

$$\mathrm{cSDNR}_{\mathrm{down,\ wcdma}} = \left(\frac{1}{\mathrm{SDNR}_{\mathrm{op,\ down,\ wcdma}}} + \frac{1}{\mathrm{SNR}_{\mathrm{air,\ down,\ wcdma}}} \right)^{-1} \tag{5.73}$$

与此相似，WLAN 信号的累积性 SDNR 可表示为

$$\mathrm{cSDNR}_{\mathrm{down,\ wlan}} = \frac{\dfrac{\langle D^2_{\mathrm{wlan}} \rangle}{L_{\mathrm{wl}}(R_{90})}}{\dfrac{\langle n^2_{\mathrm{op,\ wlan}} \rangle F + \langle n^2_{\mathrm{cl,\ wlan}} \rangle / L_{\mathrm{op}} + \sum_{i=1}^{3} \langle M_i^2 \rangle}{L_{\mathrm{wl}}(R_{90})} + N_{\mathrm{down,\ wl}} B_{\mathrm{wlan}}} \tag{5.74}$$

$$= \left(\frac{1}{\mathrm{SDNR}_{\mathrm{down,\ wlan}}} + \frac{1}{\mathrm{SNR}_{\mathrm{air,\ down,\ wlan}}} \right)^{-1} \tag{5.75}$$

其中：

$$\mathrm{SNR}_{\mathrm{air,\ down,\ wlan}} = \frac{\langle D^2_{\mathrm{wlan}} \rangle}{L_{\mathrm{wl}}(R_{90}) N_{\mathrm{down,\ wl}} B_{\mathrm{wlan}}} \tag{5.76}$$

5.4 定量评估与讨论

为了定量的理解下行链路的性质，我们对这些表达式做一个数值上的评估（参考表 5.1）。我们对边界情况进行计算，即所有 WCDMA 移动端都假定处于小区边缘，并有足够的功率。同时，我们假定空中接口对 WLAN 和 WCDMA 信号存在

同样的噪声功率频谱。不过噪声功率会随着带宽的不同而有差异。T 为光调制指数比，定义为

$$T = \frac{B_{\beta,\text{laser}}}{A_{i,\text{laser}}} \tag{5.77}$$

表 5.1　下行链路系统参数数值

参数	描述	值
n	WCDMA 系统中有效用户数	64
F	RAP 接收器 RF 放大噪声因子	1dB
B_{wcdma}	WCDMA 信号带宽	5MHz
B_{wlan}	WLAN 信号带宽	22MHz
P_o	激光器有效光功率	1mW
G_m	激光器调制增益	0.12A/W
$N_{\text{down,wl}}$	噪声 PSD	2×10^{-9}W/Hz
$\mathscr{R}$	光电二极管响应度	0.75A/W
n_c	光连接器数	2
l_c	光连接器损耗	1dB
α	光纤衰减	0.5dB/km
P_{RIN}	相关性强度噪声	−155dB/Hz
T_o	光接收器环境温度	275K
R_L	接收器负载电阻	50Ω
a_3	三阶非线性参数	1/3

图 5.3 表示了累积性 SDNR 随累积性调制指数 μ 的变化。μ 实质上反映了链路总 RF 功率。从图中我们可以看到，当 μ 很小时（在噪声较小的区间）cSDNR 随着 μ 的增大而近似线性的增加。我们可以看到对 WCDMA 系统，噪声较小的区间为 $0\leqslant\mu<0.003$，对 WLAN 系统，为 $0\leqslant\mu<0.008$。在噪声较小的区间，我们还可以观察到 cSDNR 会随光线长度的增大而减小。这显然是因为光线损耗（L_{OD}）造成度。当 μ 变得足够大时，cSDNR 会出现饱和。饱和临界点与光纤长度有关，但是 cSDNR饱和值却和光纤长度无关。这是因为饱和是由于非线性失真造成的，而非线性失真与光纤长度无关。实际中，光调制指数 μ 一般 <1。为了完整的理解这一关系，图中 μ 取值到 1。

图 5.4 表示了累积性 SDNR 与光纤长度之间的关系。两张图中得曲线有相同的变化趋势。我们可以明显的看出 ROF 链路长度与无线小区面积之间的相互制约关系。这一趋势与第 3 章中的简单系统结论相似。

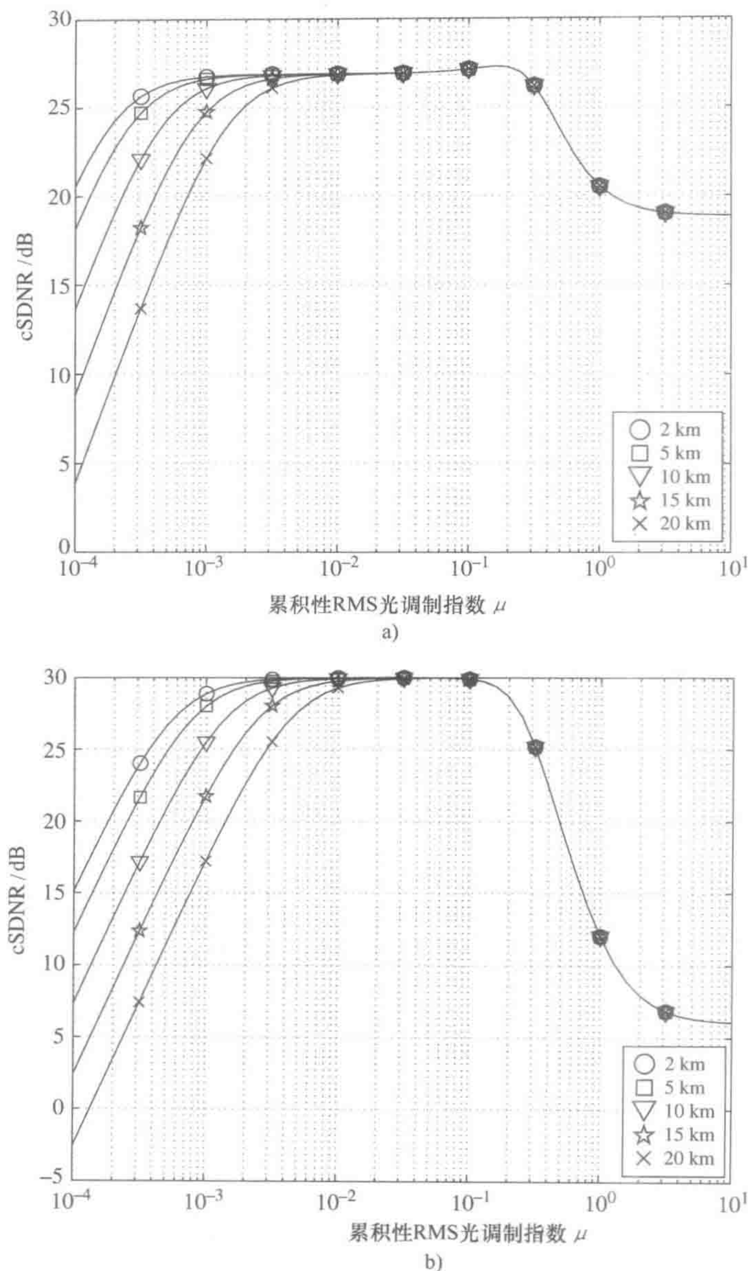


图 5.3 WCDMA 和 WLAN 信号的累积性 SDNR 与光纤长度的 μ 的关系（RAP 到 WCDMA 移动端距离为 1500m，到 WLAN 移动端为 500m，$T=1$，版权归 IEEE 所有）

a）WCDMA 信号的 cSDNR 与累积性光调制指数 μ 的关系 b）WLAN 信号的 cSDNR 与累积性光调制指数 μ 的关系

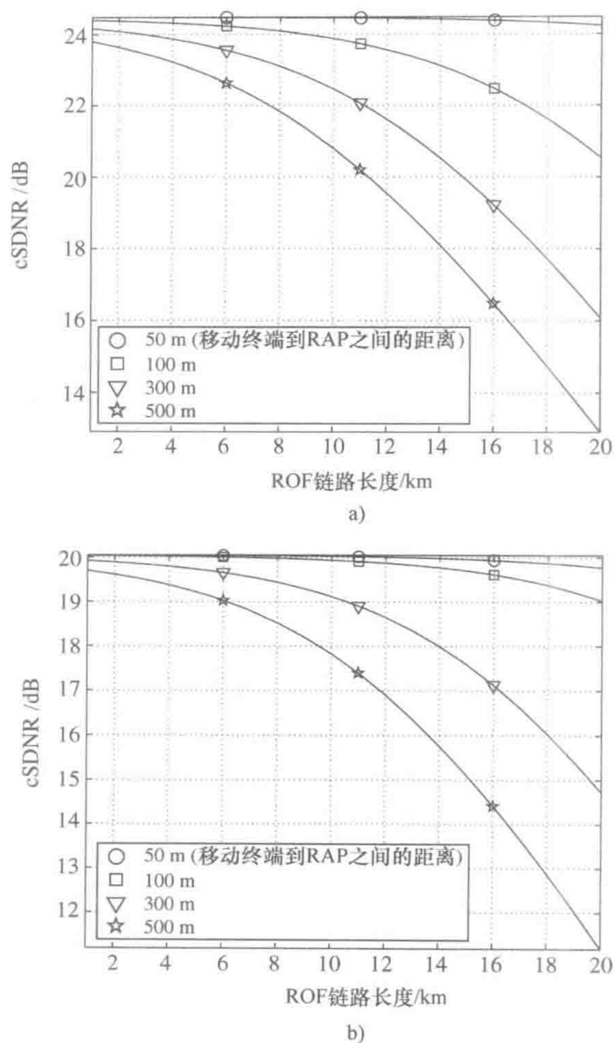


图 5.4 WCDMA 和 WLAN 信号的累积性 SDNR 与光纤长度以及移动端 - RAP 距离的关系，其他参数为 $\mu=0.5$，$T=1$

a）WCDMA 信号的 cSDNR 与光纤长度关系 b）WLAN 信号的 cSDNR 与光纤长度关系

6 子载波复用 ROF 上行链路

在第 5 章中我们研究了双载波 Fi - Wi 的下行链路，实现了同时传输小区无线信号和 Wi - Fi 信号。在本章中，我们将对同一个系统的上行链路性能进行分析研究。

在上行链路，子载波服用无线信号首先通过无线信道，而后通过非线性 ROF 信道。因此，有以下几点需要关：

- RF 信号在空中受到衰落和阴影效应的影响，会出现随机性的波动，所以对激光器输出进行调制的 RF 实质上是一个随机信号。
- WCDMA 上行链路是非同步的，WCDMA 用户之间会出现多用户串扰的问题。这种多用户串扰发生在信号进入非线性光链路之前。
- ROF 链路的非线性会同时造成同一 RF 子载波在两个信道的串扰，以及 RF 子载波间交调的问题。这也是无线信道衰落的一个问题。
- 光链路和无线信道都会带来额外的噪声。RIN 与光载 RF 总功率有关。
- 任一子载波的 SNR 和非线性失真都与系统 RF 功率有关。因此，噪声和非线性会对存在 RF 功率高低不同的子载波中明显较低功率的子载波造成较大影响。

子载波复用上行链路的功能区块图如图 6.1 所示。该图是图 5.2 中的一部分。图 5.2 同时表示了上行和下行链路。

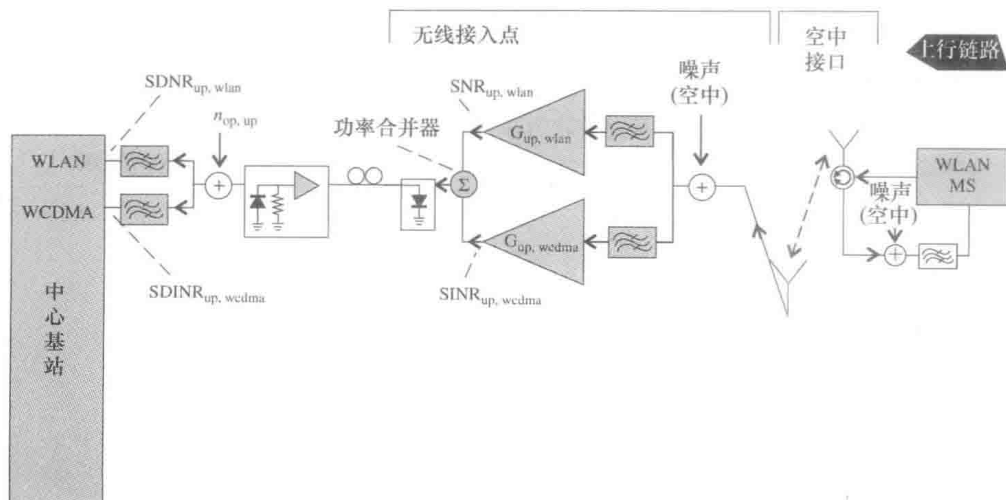


图 6.1 SCM Fi - Wi 上行链路详细的区块图

6.1 无线上行链路信道

在上行链路上，WCDMA 和 WLAN 信号从各个移动终端先通过空中接口传输到 RAP。我们首先考虑 WCDMA 系统。RAP 从多个移动端非同步的接收直序多用户 WCDMA 信号。设 n 为活跃的移动端总数，$P_{s,i}$为第 i 个 WCDMA 信号接收功率。这个信号可以表示为[44]

$$\begin{aligned} s_{\text{up, wcdma}}(t) &= \sum_{i=1}^{n} \sqrt{2P_{s,i}} d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)\cos(\omega_\alpha t-\phi_i)+n_{\text{up, wcdma}}(t) \\ &= \sum_{i=1}^{n} A_i d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)\cos(\omega_\alpha t-\phi_i)+n_{\text{up, wcdma}}(t) \end{aligned} \tag{6.1}$$

式中 $d_i(t)$为数据序列；$c_i(t)$ 为编码波形；τ_i 为系统接入延迟[⊖]，ω_α 为载波频率，$\phi_i=\omega_\alpha\tau_i$ 为相位延迟。假定相位延迟平均分布在区间 $[\pi, -\pi]$。$A_i=\sqrt{2P_{s,i}}$为瑞利（Rayleigh）分布信号的幅度。下标 α 表示信号属于 WCDMA 系统。$n_{\text{up,wcdma}}(t)$ 为加性白高斯噪声，其双边带 PSD 为 $N_{\text{up,wl}}/2$。噪声为静态。

与此相似，RAP 也可接受直接扩频 IEEE802.11 信号。式（6.2）反映了在一个时间段内只可有一个用户使用 WLAN 无线信道。下标 β 表示了该信号属于 WLAN 系统。

$$\begin{aligned} s_{\text{up, wlan}}(t) &= \sqrt{2P_{\text{s, wlan}}}d_\beta(t)c_\beta(t)\cos(\omega_\beta t-\phi_\beta)+n_{\text{up, wl}}(t) \\ &= B_\beta d_\beta(t)c_\beta(t)\cos(\omega_\beta t-\phi_\beta)+n_{\text{up, wl}}(t) \end{aligned} \tag{6.2}$$

式中 $P_{\text{s,wlan}}$为 RAP 接收功率，$B_\beta=\sqrt{2P_{\text{s,wlan}}}$为 Rayleigh 分布信号的幅度，$d_\beta(t)$ 为数据序列，$c_\beta(t)$ 为编码波形，τ_β 为系统接入延迟，ω_β 为载波频率，$\phi_\beta=\omega_\beta\tau_\beta$ 为相位延迟。$n_{\text{ud,wl}}(t)$为加性白高斯噪声，其双边带 PSD 为 $N_{\text{up,wl}}/2$。RAP 接收的所有信号因此可表示为 $s_{\text{up, wcdma}}(t)+s_{\text{up, wlan}}(t)$。

小区和 Wi-Fi 信号同时通过带通滤波器，如图 6.1 中所示。然后，各自分别对应的放大器放大各自的 RF 信号，然后在功率组合器上合并 RF 信号以直接对激光器进行调制。

我们假设

1）每个放大器有相同的噪声因数 F；

2）WCDMA 带通滤波器的带宽为 B_{wcdma}；

3）WLAN 带通滤波器的带宽为 B_{wlan}。

则上行链路噪声功率可表示为

⊖ 这些延迟为系统接入时间和传播延迟的和，实际上后者要远远短于前者。

$$\langle n_{\mathrm{up,\ wcdma}}^2 \rangle = N_{\mathrm{up,\ wl}} B_{\mathrm{wcdma}} \tag{6.3}$$

$$\langle n_{\mathrm{up,\ wlan}}^2 \rangle = N_{\mathrm{up,\ wl}} B_{\mathrm{wlan}} \tag{6.4}$$

我们注意到激光器输入的 WLAN 信号质量可以完全由 SNR 表示，这是因为 WLAN 不存在多用户串扰的问题。而小区无线信号质量则要用 SINR（信号－串扰和噪声比）表示。这两个参数在功率组合器前被定义，如图 6.1 所示。上行链路的（第 r 个）WCDMA 信号 SINR，定义在激光器之前，可写为

$$\mathrm{SINR}_{\mathrm{up,wcdma}} = \frac{P_{\mathrm{s},\ r}}{\langle n_{\mathrm{up,\ wcdma}}^2 \rangle + \sum\limits_{\substack{i=1 \\ i \neq r}}^{n} P_{\mathrm{s},\ i}} \tag{6.5}$$

式中　$\sum\limits_{\substack{i=1 \\ i \neq r}}^{n} P_{\mathrm{s},i}$ 为多址干扰功率。该项会随着活跃用户数的增加而增大。于此相似，激光器之前定义的上行链路 WLAN 信号 SNR 可写为

$$\mathrm{SNR}_{\mathrm{up,wlan}} = \frac{P_{\mathrm{s,\ wlan}}}{\langle n_{\mathrm{up,wlan}}^2 \rangle} \tag{6.6}$$

为了简化表达式，我们假设存在功率控制（如 RAP 从每个用户接收的信号功率 $P_{\mathrm{s},i}$ 都相同）。通常，$\mathrm{SINR}_{\mathrm{up,wcdma}}$ 受串扰主导，而 $\mathrm{SNR}_{\mathrm{up,wlan}}$ 受噪声主导。

6.2　ROF 上行链路信道

让我们考虑下面调制激光器的累积性 RF 信号：

$$s_{\mathrm{up,laser}}(t) = \sqrt{G_{\mathrm{up,\ wcdma}}}\left[s_{\mathrm{up,\ wcdma}}(t)\right] + \sqrt{G_{\mathrm{up,\ wlan}}}\left[s_{\mathrm{up,\ wlan}}(t)\right] \tag{6.7}$$

式中　$G_{\mathrm{up,wcdma}}$ 为 WCDMA RF 上行链路放大器的增益，$G_{\mathrm{up,wlan}}$ 为 WLAN RF 上行链路放大器的增益。

按文献［53］的方法，我们可以改写上式为

$$\begin{aligned} s_{\mathrm{up,\ laser}}(t) = & \sum_{i=1}^{n} A_{i,\ \mathrm{laser}} d_i(t-\tau_i) c_i(t-\tau_i) \cos(\omega_\alpha t - \phi_i) \\ & + B_{\beta,\ \mathrm{laser}} d_\beta(t-\tau_\beta) c_\beta(t-\tau_\beta) \cos(\omega_\beta t - \phi_\beta) + n_{\mathrm{up,\ air}}(t) \end{aligned} \tag{6.8}$$

带通滤波器去掉了带外噪声：

$$n_{\mathrm{up,\ air}}(t) = \sqrt{G_{\mathrm{up,\ wcdma}}}\, n_{\mathrm{up,wcdma}}(t) + \sqrt{G_{\mathrm{up,\ wlan}}}\, n_{\mathrm{up,\ wlan}}(t) \tag{6.9}$$

定义 $A_{i,\text{laser}}=A_i\sqrt{G_{\text{up, wcdma}}}$ 和 $B_{\beta,\text{laser}}=B_\beta\sqrt{G_{\text{up, wlan}}}$。两个载波的累积指数 μ 可定义为调制激光器输出的总 RF 功率的平方根。它可写为

$$\mu(t)=\sqrt{G_{\text{up, wcdma}}\sum_{i=1}^{n}\frac{A_i^2}{2}+G_{\text{up, wlan}}\left(\frac{B_\beta^2}{2}\right)}=\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\frac{A_{i,\text{laser}}^2}{2}+\frac{B_{\beta,\text{laser}}^2}{2}} \tag{6.10}$$

式中　$A_{i,\text{laser}}$ 和 $B_{\beta,\text{laser}}$ 为接收 RF 信号的函数。因为 A_i 和 B_β 满足瑞利分布，所以这个信号为满足瑞利分布的随机过程。通过以上解释，μ 也可认为是一个与两个瑞利分布随机变量平方有关的随机过程。WLAN 和 WCDMA 信号幅度的比值 T 如较早前定义。

6.2.1　非线性失真

在 CDMA ROF 上行链路中，存在很明显的剪波、信道相干，和互调积失真。剪波失真 $S(\omega)$ 与光调制指数 μ 的五阶项有关。文献［60］中的功率谱密度表达式最为常用。剪波失真功率可由信号带宽内对 PSD $S(\omega)$ 求积分得到

$$\langle n_{\text{cl, wcdma}}^2\rangle=\int_{B_{\text{wcdma}}}S(\omega)\approx S(\omega)B_{\text{wcdma}} \tag{6.11}$$

WCDMA 系统的功率谱在带宽范围内实际上相对较平缓。与此类似，WLAN 带的剪波失真功率也可表示为

$$\langle n_{\text{cl, wlan}}^2\rangle\approx S(\omega)B_{\text{wlan}} \tag{6.12}$$

我们都熟知，对于一个倍频程带宽的信号，只有三阶互调积项会造成信号频谱劣化[58]。它会同时影响 WCDMA 和 WLAN 两种无线信号。因此，考虑非线性，光功率 $P(t)$ 可写为

$$P(t)=P_o+P_o m_{\text{up}}[s_{\text{up, laser}}(t)+a_3 s_{\text{up,laser}}^3(t)+n_{\text{cl}}(t)] \tag{6.13}$$

式中　m_{up} 为光调制指数，a_3 为三阶激光器非线性常数，P_0 为有效光功率，$P(t)$ 为时变光功率，$n_{\text{cl}}(t)=n_{\text{cl, wcdma}}(t)+n_{\text{cl, wlan}(t)}$ 为剪波效应产生的噪声。

按照习惯，会对 ROF 链路终端探测电流中的 AC 和 DC 成分分别标记。AC 成分 $i_{\text{D}}(t)$ 可写为

$$i_{\text{D}}(t)=\frac{1}{\sqrt{L_{\text{op}}}}[s_{\text{up, laser}}(t)+a_3 s_{\text{up, laser}}^3(t)+n_{\text{cl}}(t)]+n_{\text{op}}(t) \tag{6.14}$$

式中　L_{op} 为 ROF 链路总噪声，如第 3 章所述。

对 WLAN，ROF 链路终端处混入的光链路噪声 $\langle n_{\text{op,wlan}}^2\rangle$ 包括量子噪声、暗电流，和相关性强度噪声。其通常写为

$$\langle n_{\text{op, wlan}}^2\rangle=(P_{\text{RIN}}I_{\text{D}}^2+2qI_{\text{D}}+4k_{\text{B}}T_o/R_{\text{L}})B_{\text{wlan}} \tag{6.15}$$

式中　I_{D} 为有效（DC）探测电流；P_{RIN} 为相关性强度噪声系数；q 为电子电荷；k_{B}

为玻尔兹曼常数；T_0为室温的绝对温度表示；R_L为负载阻抗。

与 WLAN 类似，对 WCDMA，ROF 链路终端处混入的光链路噪声 $n_{op,wcdma}(t)$ 为

$$\langle n_{op,\ wcdma}^2 \rangle = (P_{RIN} I_D^2 + 2qI_D + 4k_B T_o / R_L) B_{wcdma} \tag{6.16}$$

一个值得注意的地方是，因为 DC 电流 I_D对两个系统为共用的，所以这些噪声强度并不是真正严格意义上的的互相不相关。通常来说，I_D会存在一个合适的值使总系统的剪波噪声最小。所以，这个多载波系统的 I_D 会大于单载波系统的 I_D。因此，多载波系统的噪声功率也相对较高。

6.2.2 高阶项

我们下面需要找到一个对所需信号、失真、串扰和噪声信号的表达式。这个表达式可由展开式（6.14）和适当的分组得到，如下详述。带通滤波之后的 WCDMA 和 WLAN 信号可表示为

$$i_D(t) = \frac{s_{laser}(t)}{\sqrt{L_{op}}} + \frac{a_3}{\sqrt{L_{op}}} [s_{laser}(t) - n_{up,\ air}(t)]^3 + n_{op}(t) + n_{cl}(t) \tag{6.17}$$

式中 $s_{laser}(t)$ 由式（6.8）定义。

注意 $s_{laser}(t)$ 包含小区和 Wi－Fi 信号的同时，也包含空中接口混入的噪声。为了简化起见，让我们对两个新项进行解释，α_i 表示第 i 个 WCDMA 信号，它可表示为

$$\alpha_i = A_{i,\ laser} d_i(t - \tau_i) c_i(t - \tau_i) \cos(\omega_\alpha t - \phi_i) \text{其中 } i = 1, 2, \cdots\cdots, n \tag{6.18}$$

相似的，β 表示 WLAN 信号：

$$\beta = B_{\beta,\ laser} d_\beta(t - \tau_\beta) c_\beta(t - \tau_\beta) \cos(\omega_\beta t - \phi_\beta) \tag{6.19}$$

因此，除去噪声，$s_{laser}(t)$ 含有 $n+1$ 个信号，其中包括 n 个 WCDMA 信号和一个 Wi－Fi 信号。设 $M = n + 1$。使 $x_i = \alpha_i$，$x_{n+1} = \beta$，则 $s_{laser}(t)$ 可以写为

$$\begin{aligned} s_{laser}(t) &= \sum_{i=1}^{n} \alpha_i + \beta + n_{up,\ air}(t) \\ &= \sum_{i=1}^{M} x_i + n_{up,\ air}(t) \end{aligned} \tag{6.20}$$

用上式表示 $s_{laser}(t)$ 带入光电流方程式（6.17），其可改写为

$$i_D(t) = \frac{1}{\sqrt{L_{op}}} \sum_{i=1}^{M} x_i + \frac{a_3}{\sqrt{L_{op}}} \left[\sum_{i=1}^{M} x_i \right]^3 + \frac{n_{up,\ air}(t)}{\sqrt{L_{op}}} + n_{op}(t) + n_{cl}(t) \tag{6.21}$$

根据图 6.1 的 SCM 架构所示，光电流通过两个带通滤波器，它们分别对应一个 RF 子载波。注意，除了所需项以外，混入 WCDMA 活 WLAN 的通带的高阶项也会通过两个滤波器。在 WCDMA 和 WLAN 带之外高阶项所对应的频率将被滤去。现在我们观察

$$\left[\sum_{i=1}^{M} x_i\right]^3 = \sum_{i=1}^{M} x_i^3 + 3x_r^2 \sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M} x_i + 3x_r \sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M} x_i^2 + 3\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M} x_j^2 x_k + 3x_r \sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M} x_j x_k + \sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M} \sum_{\substack{j=1\\j\neq r,\,i}}^{M} \sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,i,\,j}}^{M} x_i x_j x_k \tag{6.22}$$

对 WCDMA 系统，信号 x_r 为 α_r。因此，上式中的六项可进一步展开为

$$\sum_{i=1}^{M} x_i^3 = \sum_{i=1}^{n} \alpha_i^3 + \beta^3 \tag{6.23}$$

$$3x_r^2 \sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M} x_i = 3\alpha_r^2 \left(\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n} \alpha_i + \beta\right) = 3\alpha_r^2 \sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n} \alpha_i + 3\alpha_r^2 \beta \tag{6.24}$$

$$3x_r \sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M} x_i^2 = 3\alpha_r \left(\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n} \alpha_i^2 + \beta^2\right) = 3\alpha_r \sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n} \alpha_i^2 + 3\alpha_r \beta^2 \tag{6.25}$$

$$\begin{aligned}
3\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M} x_j^2 x_k &= 3\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M} \left(\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n} \alpha_j^2 + \beta^2\right) x_k \\
&= 3\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n} \alpha_j^2 \left(\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M} x_k\right) + 3\beta^2 \sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,M}}^{M} x_k \\
&= 3\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n} \alpha_j^2 \left(\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{n} \alpha_k + \beta\right) + 3\beta^2 \sum_{\substack{k=1\\k\neq r}}^{n} \alpha_k \\
&= 3\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n} \sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{n} \alpha_j^2 \alpha_k + 3\beta \sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n} \alpha_j^2 + 3\beta^2 \sum_{\substack{k=1\\k\neq r}}^{n} \alpha_k
\end{aligned} \tag{6.26}$$

$$3x_r \sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M} \sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M} x_j x_k = 3\alpha_r \sum_{\substack{k=1\\k\neq r,\,j}}^{M} \left(\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n} \alpha_j + \beta\right) x_k$$

$$= 3\alpha_r \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n} \alpha_j \left(\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, j}}^{M} x_k \right) + 3\alpha_r\beta \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r, M}}^{M} x_k$$

$$= 3\alpha_r \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n} \alpha_j \left(\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r}}^{n} \alpha_k + \beta \right) + 3\alpha_r\beta \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r}}^{n} \alpha_k$$

$$= 3\alpha_r \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n} \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, j}}^{n} \alpha_j\alpha_k + 3\alpha_r\beta \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n} \alpha_j + 3\alpha_r\beta \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r}}^{n} \alpha_k$$

$$= 3\alpha_r \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n} \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, j}}^{n} \alpha_j\alpha_k + 6\alpha_r\beta \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r}}^{n} \alpha_k \tag{6.27}$$

$$\begin{aligned}
\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{M} \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,\, i}}^{M} \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i,\, j}}^{M} x_i x_j x_k &= \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,\, i}}^{M} \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i,\, j}}^{M} \left(\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} \alpha_i \right) x_j x_k + \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,\, M}}^{M} \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i,\, j}}^{M} \beta x_j x_k \\
&= \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i,\, j}}^{M} \left(\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} \alpha_i \right) \left(\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,\, i}}^{n} \alpha_j \right) x_k + \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i,\, M}}^{M} \left(\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} \alpha_i \right) \beta x_k \\
&\quad + \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, M,\, j}}^{M} \beta \left(\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n} \alpha_j \right) x_k \\
&= \left(\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} \alpha_i \right) \left(\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,\, i}}^{n} \alpha_j \right) \left(\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i,\, j}}^{n} \alpha_k \right) + \left(\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} \alpha_i \right) \left(\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,\, i}}^{n} \alpha_j \right) \beta \\
&\quad + \left(\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} \alpha_i \right) \beta \left(\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i}}^{n} \alpha_k \right) + \beta \left(\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n} \alpha_j \right) \left(\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, j}}^{n} \alpha_k \right) \\
&= \sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,\, i}}^{n} \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, i,\, j}}^{n} \alpha_i\alpha_j\alpha_k + 3\beta \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n} \sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,\, j}}^{n} \alpha_j\alpha_k
\end{aligned} \tag{6.28}$$

带入式（6.18）和式（6.19），我们可以进一步展开上面的六项。除此以外，当 $d(t) = \pm 1$ 以及 $c(t) = \pm 1$ 时，也有如下关系可以用于化简展开的表达式：

$$d^3(t-\tau)c^3(t-\tau) = d(t-\tau)c(t-\tau) \tag{6.29}$$

$$d^2(t-\tau)c^2(t-\tau) = 1 \tag{6.30}$$

除频率为 $2\omega_\alpha - \omega_\beta$ 和 $2\omega_\beta - \omega_\alpha$ 互调项之外，忽略掉 WCDMA 带外的项，我们可以得到下面的表达式：

$$\sum_{i=1}^{M} x_i^3 = \frac{3}{4}\sum_{i=1}^{n} A_{i,\text{laser}}^3 d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)\cos(\omega_\alpha t-\phi_i) \tag{6.31}$$

$$\begin{aligned}3x_r^2\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M} x_i = {} & \frac{3}{4}A_{r,\text{laser}}^2\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n} A_{i,\text{laser}} d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i) \\ & \cdot[\cos(\omega_\alpha t+\phi_i-2\phi_r)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_i)] \\ & +\frac{3}{4}A_{r,\text{laser}}^2 B_{\beta,\text{laser}} d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta) \\ & \cdot\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-2\phi_r+\phi_\beta)\end{aligned} \tag{6.32}$$

$$\begin{aligned}3x_r\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M} x_i^2 = {} & \frac{3}{4}A_{r,\text{laser}} d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n} A_{i,\text{laser}}^2 \\ & \cdot[\cos(\omega_\alpha t+\phi_r-2\phi_i)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_r)] \\ & +\frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}^2 A_{r,\text{laser}} d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r) \\ & \cdot[\cos((2\omega_\beta-\omega_\alpha)t-2\phi_\beta+\phi_r)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_r)]\end{aligned} \tag{6.33}$$

$$\begin{aligned}3\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,j}}^{M} x_j^2 x_k = {} & \frac{3}{4}\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,j}}^{n} A_{j,\text{laser}}^2 A_{k,\text{laser}} d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \\ & \cdot[\cos(\omega_\alpha t+\phi_k-2\phi_j)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_k)] \\ & +\frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}} d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n} A_{j,\text{laser}}^2 \\ & \cdot\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-2\phi_j+\phi_\beta) \\ & +\frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}^2\sum_{\substack{k=1\\k\neq r}}^{n} A_{k,\text{laser}} d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \\ & \cdot[\cos((2\omega_\beta-\omega_\alpha)t-2\phi_\beta+\phi_k)+2\cos(\omega_\alpha t-\phi_k)]\end{aligned} \tag{6.34}$$

$$\begin{aligned}3x_r\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,j}}^{M} x_j x_k = {} & \frac{3}{4}A_{r,\text{laser}} d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,j}}^{n} A_{j,\text{laser}} \\ & \cdot A_{k,\text{laser}} d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \\ & \cdot[\cos(\omega_\alpha t-\phi_r-\phi_j+\phi_k)+\cos(\omega_\alpha t-\phi_r+\phi_j-\phi_k) \\ & +\cos(\omega_\alpha t+\phi_r-\phi_j-\phi_k)] \\ & +\frac{3}{2}A_{r,\text{laser}} B_{\beta,\text{laser}} d_r(t-t_r)c_r(t-\tau_r)d_\beta(t-\tau_\beta) \\ & \cdot c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{\substack{k=1\\k\neq r}}^{n} A_{k,\text{laser}} d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)\end{aligned}$$

$$\cdot \cos((2\omega_\alpha - \omega_\beta)t - \phi_r - \phi_k + \phi_\beta) \tag{6.35}$$

$$\begin{aligned}\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M}\sum_{\substack{j=1\\j\neq r,i}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,i,j}}^{M} x_i x_j x_k = {} & \frac{1}{4}\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}\sum_{\substack{j=1\\j\neq r,i}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,i,j}}^{n} A_{i,\text{laser}}A_{j,\text{laser}}A_{k,\text{laser}}d_i(t-\tau_i)\\ & \cdot c_i(t-\tau_i)d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)\\ & \cdot [\cos(\omega_\alpha t - \phi_i - \phi_j + \phi_k) + \cos(\omega_\alpha t - \phi_i + \phi_j - \phi_k)\\ & + \cos(\omega_\alpha t + \phi_i - \phi_j - \phi_k)]\\ & + \frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,j}}^{n} A_{j,\text{laser}}\\ & \cdot A_{k,\text{laser}}d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k)\\ & \cdot \cos((2\omega_\alpha - \omega_\beta)t - \phi_j - \phi_k + \phi_\beta)\end{aligned} \tag{6.36}$$

现在，所有的高阶项都已完全展开，其中带外项也都已去除。最后，我们按照所需信号、失真，和互调信号对 WCDMA 带内项进行分组。首先，按码字分组，随后按频率分组。它们可如下表示：

$$\begin{aligned}i_{\text{D,wcdma}}(t) = {} & D_{\text{wcdma}}(t) + \sum_{i=1}^{7} Z_i(t) + \sqrt{\frac{G_{\text{up,wcdma}}}{L_{\text{op}}}}n_{\text{up,wcdma}}(t)\\ & + n_{\text{op,wcdma}}(t) + n_{\text{cl,wcdma}}(t)\end{aligned} \tag{6.37}$$

式中 $n_{\text{up,wcdma}}(t)$、$n_{\text{op,wcdma}}(t)$，和 $n_{\text{cl,wcdma}}(t)$ 分别为在空中接口的噪声、ROF 链路噪声，和带通滤波后的剪波噪声。所需信号 $D_{\text{wcdma}}(t)$、失真和互调信号 $Z_i(t)$ 按光调制指数表示。分组之后的表达式为

$$\begin{aligned}D_{\text{wcdma}}(t) = {} & \left\{\frac{A_{r,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}} + \frac{1}{4}\,\frac{a_3}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\left[A_{r,\text{laser}}^3 + 6A_{r,\text{laser}}\left(\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n} A_{i,\text{laser}}^2 + B_{\beta,\text{laser}}^2\right)\right]\right\}\\ & \cdot d_r(t-\tau_r)c_r(t-\tau_r)\cos(\omega_\alpha t - \phi_r)\end{aligned} \tag{6.38}$$

$$\begin{aligned}Z_1(t) = {} & \frac{1}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n} A_{i,\text{laser}}\left\{\left[1 + \frac{3}{2}a_3\left(\frac{1}{2}A_{i,\text{laser}}^2 + A_{r,\text{laser}}^2 + B_{\beta,\text{laser}}^2 + \sum_{\substack{j=1\\j\neq r,i}}^{n} A_{j,\text{laser}}^2\right)\right]\cos(\omega_\alpha t - \phi_i)\right.\\ & + \frac{3}{4}a_3 A_{r,\text{laser}}^2\cos(\omega_\alpha t + \phi_i - 2\phi_r) + \frac{3}{4}a_3 B_{\beta,\text{laser}}^2\cos((2\omega_\beta - \omega_\alpha)t - 2\phi_\beta + \phi_i)\\ & \left. + \frac{3}{4}a_3\sum_{\substack{j=1\\j\neq r,i}}^{n} A_{j,\text{laser}}^2\cos(\omega_\alpha t + \phi_i - 2\phi_j)\right\}\\ & \cdot d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i)\end{aligned} \tag{6.39}$$

$$Z_2(t) = \frac{3}{4}\,\frac{a_3 A_{r,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\left[\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n} A_{i,\text{laser}}^2\cos(\omega_\alpha t + \phi_r - 2\phi_i)\right.$$

$$+ B_{\beta,\text{laser}}^{2}\cos((2\omega_{\beta} - \omega_{\alpha})t - 2\phi_{\beta} + \phi_{r})\Big] d_{r}(t - \tau_{r})c_{r}(t - \tau_{r}) \tag{6.40}$$

$$\begin{aligned} Z_{3}(t) = \frac{3}{4}\frac{a_{3}B_{\beta,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{laser}}^{2}\cos((2\omega_{\alpha} - \omega_{\beta})t + 2\phi_{i} - \phi_{\beta}) \\ \cdot d_{\beta}(t - \tau_{\beta})c_{\beta}(t - \tau_{\beta}) \end{aligned} \tag{6.41}$$

$$\begin{aligned} Z_{4}(t) = \frac{3}{4}\frac{a_{3}A_{r,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,j}}^{n}A_{j,\text{laser}}A_{k,\text{laser}}[\cos(\omega_{\alpha}t - \phi_{r} - \phi_{j} + \phi_{k}) \\ + \cos(\omega_{\alpha}t - \phi_{r} + \phi_{j} - \phi_{k}) + \cos(\omega_{\alpha}t + \phi_{r} - \phi_{j} - \phi_{k})] \\ \cdot d_{r}(t - \tau_{r})c_{r}(t - \tau_{r})d_{j}(t - \tau_{j})c_{j}(t - \tau_{j})d_{k}(t - \tau_{k})c_{k}(t - \tau_{k}) \end{aligned} \tag{6.42}$$

$$\begin{aligned} Z_{5}(t) = \frac{3}{2}\frac{a_{3}A_{r,\text{laser}}B_{\beta,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r}}^{n}A_{k,\text{laser}}\cos((2\omega_{\alpha} - \omega_{\beta})t - \phi_{r} - \phi_{k} + \phi_{\beta}) \\ \cdot d_{r}(t - \tau_{r})c_{r}(t - \tau_{r})d_{\beta}(t - \tau_{\beta})c_{\beta}(t - \tau_{\beta})d_{k}(t - \tau_{k})c_{k}(t - \tau_{k}) \end{aligned} \tag{6.43}$$

$$\begin{aligned} Z_{6}(t) = \frac{1}{4}\frac{a_{3}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,i}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,i,j}}^{n}A_{i,\text{laser}}A_{j,\text{laser}}A_{k,\text{laser}} \\ \cdot [\cos(\omega_{\alpha}t - \phi_{i} - \phi_{j} + \phi_{k}) + \cos(\omega_{\alpha}t - \phi_{i} + \phi_{j} - \phi_{k}) \\ + \cos(\omega_{\alpha}t + \phi_{i} - \phi_{j} - \phi_{k})] \\ \cdot d_{i}(t - \tau_{i})c_{i}(t - \tau_{i})d_{j}(t - \tau_{j})c_{j}(t - \tau_{j})d_{k}(t - \tau_{k})c_{k}(t - \tau_{k}) \end{aligned} \tag{6.44}$$

$$\begin{aligned} Z_{7}(t) = \frac{3}{4}\frac{a_{3}B_{\beta,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,j}}^{n}A_{j,\text{laser}}A_{k,\text{laser}} \\ \cdot \cos((2\omega_{\alpha} - \omega_{\beta})t - \phi_{j} - \phi_{k} + \phi_{\beta}) \\ \cdot d_{\beta}(t - \tau_{\beta})c_{\beta}(t - \tau_{\beta})d_{j}(t - \tau_{j})c_{j}(t - \tau_{j})d_{k}(t - \tau_{k})c_{k}(t - \tau_{k}) \end{aligned} \tag{6.45}$$

我们以相同方法处理 WLAN 系统，其所需信号 $x_r = \beta$。除频率为 $2\omega_{\alpha} - \omega_{\beta}$ 和 $2\omega_{\beta} - \omega_{\alpha}$ 互调项之外，忽略掉 WLAN 带外的项。更新的表达式如下所示：

$$\sum_{i=1}^{M}x_{i}^{3} = \frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}^{3}d_{\beta}(t - \tau_{\beta})c_{\beta}(t - \tau_{\beta})\cos(\omega_{\beta}t - \phi_{\beta}) \tag{6.46}$$

$$\begin{aligned} 3x_{r}^{2}\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{M}x_{i} = \frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}^{2}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{laser}}d_{i}(t - \tau_{i})c_{i}(t - \tau_{i}) \\ \cdot \cos((2\omega_{\beta} - \omega_{\alpha})t - 2\phi_{\beta} + \phi_{i}) \end{aligned} \tag{6.47}$$

$$3x_r\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{M}x_i^2 = \frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{laser}}^2 \cdot [\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-2\phi_i+\phi_\beta)+2\cos(\omega_\beta t-\phi_\beta)] \tag{6.48}$$

$$3x_r\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{M}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,j}}^{M}x_jx_k = \frac{3}{4}B_{\beta,\text{laser}}d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)\sum_{j=1}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{n}A_{j,\text{laser}}A_{k,\text{laser}} \cdot d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \cdot [\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-\phi_j-\phi_k+\phi_\beta) + \cos(\omega_\beta-\phi_\beta+\phi_j-\phi_k)+\cos(\omega_\beta-\phi_\beta-\phi_j+\phi_k)] \tag{6.49}$$

所有的三阶项都已完全展开，带外项也都已去除。最后，我们按照所需信号、失真和互调信号对 WLAN 带内项进行分组。首先，按码字分组，随后按频率分组。它们可如下表示：

$$i_{\text{D,wlan}}(t) = D_{\text{wlan}}(t)+\sum_{i=1}^{3}M_i(t)+\sqrt{\frac{G_{\text{up,wlan}}}{L_{\text{op}}}}n_{\text{up,wlan}}(t) + n_{\text{op,wlan}}(t)+n_{\text{cl,wlan}}(t) \tag{6.50}$$

式中　$n_{\text{up,wlan}}(t)$、$n_{\text{op,wlan}}(t)$，和 $n_{\text{cl,wlan}}(t)$ 分别为在空中接口的噪声、ROF 链路噪声和带通滤波后的剪波噪声。所需信号 $D_{\text{wlan}}(t)$、失真，和互调信号 $M_i(t)$ 如下所示：

$$D_{\text{wlan}}(t) = \left[\frac{B_{\beta,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}+\frac{3}{4}\frac{a_3}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\left(B_{\beta,\text{laser}}^3+2B_{\beta,\text{laser}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{laser}}^2\right)\right] \cdot \cos(\omega_\beta t-\phi_\beta)d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta) \tag{6.51}$$

$$M_1(t) = \frac{3}{4}\frac{a_3B_{\beta,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{laser}}^2\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-2\phi_i+\phi_\beta) \cdot d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta) \tag{6.52}$$

$$M_2(t) = \frac{3}{4}\frac{a_3B_{\beta,\text{laser}}^2}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{laser}}\cos((2\omega_\beta-\omega_\alpha)t-2\phi_\beta+\phi_i) \cdot d_i(t-\tau_i)c_i(t-\tau_i) \tag{6.53}$$

$$M_3(t) = \frac{3}{4}\frac{a_3B_{\beta,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\sum_{j=1}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{n}A_{j,\text{laser}}A_{k,\text{laser}} \cdot [\cos((2\omega_\alpha-\omega_\beta)t-\phi_j-\phi_k+\phi_\beta) + \cos(\omega_\beta-\phi_\beta+\phi_j-\phi_k)+\cos(\omega_\beta-\phi_\beta-\phi_j+\phi_k)] \cdot d_\beta(t-\tau_\beta)c_\beta(t-\tau_\beta)d_j(t-\tau_j)c_j(t-\tau_j)$$

$$\cdot d_k(t-\tau_k)c_k(t-\tau_k) \tag{6.54}$$

因此，带通滤波后的 WCDMA 和 WLAN 信号可如下表示：

$$i_{\mathrm{D,wcdma}}(t) = D_{\mathrm{wcdma}}(t) + \sum_{i=1}^{7} Z_i(t) + \sqrt{\frac{G_{\mathrm{up,wcdma}}}{L_{\mathrm{op}}}} n_{\mathrm{up,wcdma}}(t) + n_{\mathrm{op,wcdma}}(t) + n_{\mathrm{cl,wcdma}}(t)/\sqrt{L_{\mathrm{op}}} \tag{6.55}$$

$$i_{\mathrm{D,wlan}}(t) = D_{\mathrm{wlan}}(t) + \sum_{i=1}^{3} M_i(t) + \sqrt{\frac{G_{\mathrm{up,wlan}}}{L_{\mathrm{op}}}} n_{\mathrm{up,wlan}}(t) + n_{\mathrm{op,wlan}}(t) + n_{\mathrm{cl,wlan}}(t)/\sqrt{L_{\mathrm{op}}} \tag{6.56}$$

式中　$i_{\mathrm{D,wcdma}}(t)$ 为 WCDMA 信号；$i_{\mathrm{D,wlan}}(t)$ 为 WLAN 信号；$D_{\mathrm{wcdma}}(t)$ 和 $D_{\mathrm{wlan}}(t)$ 为所需用户信号，$\sum_{i=1}^{7} Z_i(t)$ 为非线性失真（相干信道串扰）WCDMA 信号；$\sum_{i=1}^{3} M_i(t)$ 为 WLAN 非线性失真信号。

6.3　信号失真、串扰和噪声比

为了评估图 6.1 上行链路的 SDINR 和 SDNR，我们将会通过高阶项成分均方值推导第 r 个所需信号和串扰信号的 RF 功率。对 WCDMA 系统，这些表达式如下所示：

$$\langle D_{\mathrm{wcdma}}^2 \rangle = \frac{1}{2}\left\{\frac{A_{r,\mathrm{laser}}}{\sqrt{L_{\mathrm{op}}}} + \frac{1}{4}\frac{a_3}{\sqrt{L_{\mathrm{op}}}}\left[A_{r,\mathrm{laser}}^3 + 6A_{r,\mathrm{laser}}\left(\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} A_{i,\mathrm{laser}}^2 + B_{\beta,\mathrm{laser}}^2\right)\right]\right\}^2 \tag{6.57}$$

$$\langle Z_1^2 \rangle = \frac{1}{2L_{\mathrm{op}}}\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} A_{i,\mathrm{laser}}^2\left\{\left[1 + \frac{3}{2}a_3\left(\frac{1}{2}A_{i,\mathrm{laser}}^2 + A_{r,\mathrm{laser}}^2 + B_{\beta,\mathrm{laser}}^2 + \sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,i}}^{n} A_{j,\mathrm{laser}}^2\right)\right]^2 + \frac{9}{16}a_3^2 A_{r,\mathrm{laser}}^4 + \frac{9}{16}a_3^2 B_{\beta,\mathrm{laser}}^4 + \frac{9}{16}a_3^2\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r,i}}^{n} A_{j,\mathrm{laser}}^4\right\} \tag{6.58}$$

$$\langle Z_2^2 \rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2 A_{r,\mathrm{laser}}^2}{L_{\mathrm{op}}}\left[\sum_{\substack{i=1\\ i\neq r}}^{n} A_{i,\mathrm{laser}}^4 + B_{\beta,\mathrm{laser}}^4\right] \tag{6.59}$$

$$\langle Z_3^2 \rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2 B_{\beta,\mathrm{laser}}^2}{L_{\mathrm{op}}}\sum_{i=1}^{n} A_{i,\mathrm{laser}}^4 \tag{6.60}$$

$$\langle Z_4^2 \rangle = \frac{27}{32}\frac{a_3^2 A_{r,\mathrm{laser}}^2}{L_{\mathrm{op}}}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\ k\neq r,j}}^{n} A_{j,\mathrm{laser}}^2 A_{k,\mathrm{laser}}^2 \tag{6.61}$$

$$\langle Z_5^2\rangle = \frac{9}{16}\frac{a_3^2A_{r,\text{laser}}^2B_{\beta,\text{laser}}^2}{L_{\text{op}}}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r}}^{n}A_{k,\text{laser}}^2 \tag{6.62}$$

$$\langle Z_6^2\rangle = \frac{3}{32}\frac{a_3^2}{L_{\text{op}}}\sum_{\substack{i=1\\i\neq r}}^{n}\sum_{\substack{j=1\\j\neq r,i}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,i,j}}^{n}A_{i,\text{laser}}^2A_{j,\text{laser}}^2A_{k,\text{laser}}^2 \tag{6.63}$$

$$\langle Z_7^2\rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2B_{\beta,\text{laser}}^2}{L_{\text{op}}}\sum_{\substack{j=1\\j\neq r}}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq r,j}}^{n}A_{j,\text{laser}}^2A_{k,\text{laser}}^2 \tag{6.64}$$

相似地，WLAN 系统的表达式可以写为

$$\langle D_{\text{wlan}}^2\rangle = \frac{1}{2}\left[\frac{B_{\beta,\text{laser}}}{\sqrt{L_{\text{op}}}}+\frac{3}{4}\frac{a_3}{\sqrt{L_{\text{op}}}}\left(B_{\beta,\text{laser}}^3+2B_{\beta,\text{laser}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{laser}}^2\right)\right]^2 \tag{6.65}$$

$$\langle M_1^2\rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2B_{\beta,\text{laser}}^2}{L_{\text{op}}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{laser}}^4 \tag{6.66}$$

$$\langle M_2^2\rangle = \frac{9}{32}\frac{a_3^2B_{\beta,\text{laser}}^4}{L_{\text{op}}}\sum_{i=1}^{n}A_{i,\text{laser}}^2 \tag{6.67}$$

$$\langle M_3^2\rangle = \frac{27}{32}\frac{a_3^2B_{\beta,\text{laser}}^2}{L_{\text{op}}}\sum_{j=1}^{n}\sum_{\substack{k=1\\k\neq j}}^{n}A_{j,\text{laser}}^2A_{k,\text{laser}}^2 \tag{6.68}$$

最后，第 r 个 WCDMA 上行链路信号的累积性 SDINR 可表示为

$$\text{SDINR}_{\text{up,wcdma}} = \frac{\langle D_{\text{wcdma}}^2\rangle}{\frac{G_{\text{up,wcdma}}}{L_{\text{op}}}\langle n_{\text{up,wcdma}}^2\rangle+\frac{\langle n_{\text{cl,wcdma}}^2\rangle}{\sqrt{L_{\text{op}}}}+\langle n_{\text{op,wcdma}}^2\rangle+\sum_{i=1}^{7}\langle Z_i^2\rangle} \tag{6.69}$$

相似的，WLAN 上行链路信号的累积性 SDNR 可表示为

$$\text{SDNR}_{\text{up,wlan}} = \frac{\langle D_{\text{wlan}}^2\rangle}{\frac{G_{\text{up,wlan}}}{L_{\text{op}}}\langle n_{\text{up,wlan}}^2\rangle+\frac{\langle n_{\text{cl,wcdma}}^2\rangle}{\sqrt{L_{\text{op}}}}+\langle n_{\text{op,wcdma}}^2\rangle+\sum_{i=1}^{3}\langle M_i^2\rangle} \tag{6.70}$$

其中在空中接口的噪声功率 $\langle n_{\text{up,wcdma}}^2\rangle$ 和 $\langle n_{\text{up,wlan}}^2\rangle$ 可分别由式（6.3）和式（6.4）给出，剪波失真功率 $\langle n_{\text{cl,wcdma}}^2\rangle$ 和 $\langle n_{\text{cl,wlan}}^2\rangle$ 可分别由式（6.11）和式（6.12）定义，$\langle n_{\text{op,wcdma}}^2\rangle$ 为 WCDMA 系统的光噪声功率，而 $\langle n_{\text{op,wlan}}^2\rangle$ 为 WLAN 系统的光噪声功率。也就是说，当一个多用户 CDMA 信号通过一个带三阶非线性的信道时，会产生七个相干信道串扰项。

我们可以从式（6.69）和式（6.67）中得到如下一些有意义的结论。

1. 在分母上的各种噪声和失真项与 $G_{\text{up,wlan}}$ 和 L_{op} 相关。对大多数实际的 ROF 链路，假设光纤衰减为 0.5dB/km，L_{op} 大约为［20 +（千米光纤长度）］dB。10km 光纤会有 30dB 的 L_{op}。上行链路的 RF 放大器增益也为相同的量级。

2. 如果我们假设 $G_{up,wlan} \approx L_{op}$，则光和空中接口噪声项将有相同的权重。剪波噪声将会相对明显减轻（但剪波是一种高峰值冲击噪声）

3. 有趣的是，仔细观察串扰项 $\sum_{i=1}^{7} \langle Z_i^2 \rangle$，可以发现它含有 $A_{i,laser}$ 和 $B_{\beta,laser}$ 的 6 次方。因为 $A_{i,laser}$ 和 $B_{\beta,laser}$ 内含有 $G_{up,wlan}$，上行链路的放大器增益也将含有六次方。但是，L_{op} 只有二次项。因此，较高的#将会明显抬高非线性相干信道串扰项的功率。

6.4　定量评估和讨论

式（6.69）给出了 WCDMA 信号的累积性 SDINR，式（6.70）给出了 WLAN 的 SDNR。我们对这两个式子进行数值仿真。表 6.1 列出了仿真所需的链路参数。注意，仿真只对系统的一般行为提供一个大致正确的趋势。每个链路性能会与特定的链路参数密切相关。因此，请读者不要直接使用这些仿真结果给出的数值图表用于设计，而应该回到它们的数学表达式。

图 6.2 给出了 WCDMA 信号（WLAN 信号）的累积性 SDINR（SDNR）与激光调制的总 RF 功率 μ 之间的关系。图中标有五条曲线，分别对应不同的光纤长度。光调制指数比 T 为 1，它表示 WCDMA 和 WLAN 有相同的 RF 功率。另，$SNR_{up,wlan}$ 为 40dB。

表 6.1　上行链路数值仿真所需系统参数

参数	描　述	值
n	活跃的 WCDMA 移动端数	64
$G_{up,wcdma}$	WCDMA 信号的 RF 功率增益	20dB
$G_{up,wlan}$	WLAN 信号的 RF 功率增益	20dB
B_{wcdma}	WCDMA 带宽	5MHz
B_{wlan}	WLAN 带宽	22MHz
$N_{up,wl}$	噪声 PSD	2×10^{-9}W/Hz
S_{ω}	PSD 剪波噪声	2×10^{-10}W/Hz
P_o	激光器有效光功率	1mW
$\eta_{rx,RF}$	光电二极管 RF 转换效率	0.75W/A
α	光纤衰减	0.5dB/km
RIN	相关性强度噪声参数	−155dB/Hz
T_o	光接收器温度	275K
R_L	接收器负载电阻	50Ω
a_3	三阶非线性参数	1/3

在图 6.2a 中，当 $\mu > 0.6$ 时，非线性失真变得明显起来。相应的，SDINR 下降。在反方向，当 μ 非常小，小于约 0.005 时，光 SNR 占主导。这反映在 SDINR 随光纤长度而减小。但是，在可用的指数范围内，$0.01 \leqslant \mu \leqslant 0.6$，SDINR 并不随光纤长度而改变。这是一个重要的结论，它表明 SDINR 并不受随光纤长度变化的

SNR 的影响。注意，在图 6.2a 中 SDINR 的值为负，这是因为多接入串扰产生了大串扰功率。

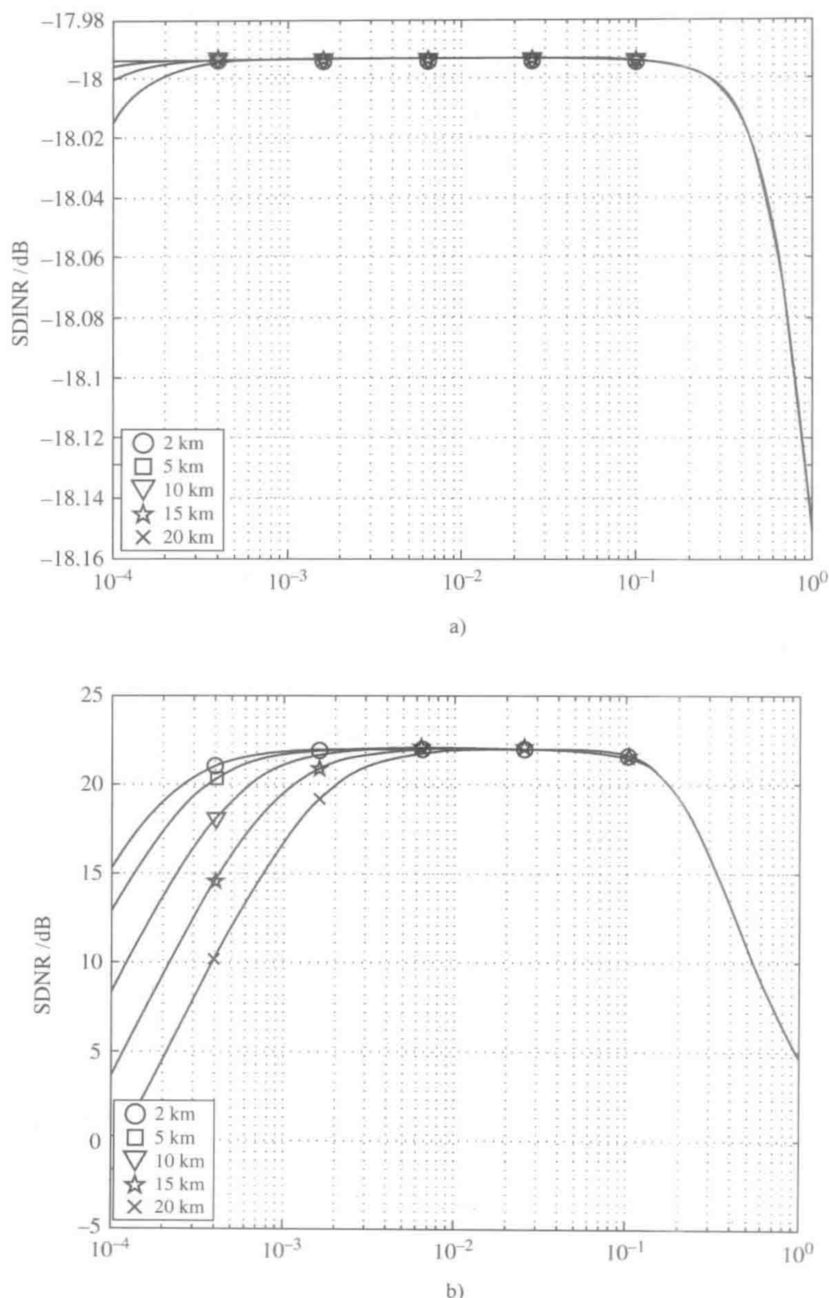


图 6.2 WCDMA 和 WLAN 的累积性 SDNR 与累积性 RMS 光调制指数 μ 的关系。其他参数为 $T=1$，$\mathrm{SNR}_{\mathrm{up,wlan}}$ 为 40dB。

a）WCDMA 信号的累积性 SDINR 与累积性 RMS 光调制指数 μ 的关系

b）WLAN 信号的累积性 SDINR 与累积性 RMS 光调制指数 μ 的关系

我们可在图 6.2b 中看到类似的特性，它表示了 WLAN 的 SDNR 信号与指数 μ 的关系。非线性失真在 μ 较大时产生影响，而 μ 非常小时光噪声占主导。与 WCDMA 信号相似，在可用的 μ 范围内，光 SNR 对总 SDNR 无影响。从这一点我们可以看到，设计者可以根据其他设计参数较简单的确定 μ 的可用范围。

图 6.3 表示了幅度比 T 对 SDINR 和 SDNR 的影响。前文中，T 为 WLAN（$B_{\beta,\mathrm{laser}}$）和 WCDMA（$A_{i,\mathrm{laser}}$）的信号比，$T=\dfrac{B_{\beta,\mathrm{laser}}}{A_{i,\mathrm{laser}}}$。假设通过完美的功率控制，RAP 接收所有的 WCDMA 信号 RF 功率都相等。则这个比值可以表示两个系统的功率分布。图 6.3a 表示了 WCDMA 信号的累积性 SDINR，它与图 6.2a 类似。两张图的 SDINR 比都因非线性失真的影响，在 $\mu>\sim 0.2$ 时滑落。

两张图的显著区别在于 μ 的可用范围。WCDMA 信号的 SDINR 在 μ 可用范围内，与比值 T 无关，而 WLAN 的 SDNR 变化则与比值 T 有关。当 T 较大时，意味着 WLAN 占用更多的功率，累积性 SDNR 则较好。T 较小时，累积性 SDNR 比变小。对比两张图得出的结论说明，我们可以为 WLAN 系统分配更多的功率，而不会对 WCDMA 系统带来影响。这是由于两点原因：

1）WCDMA 系统有较大覆盖范围；

2）WCDMA 系统的 SDNR 更多的受到多用户串扰的影响，而不是噪声。

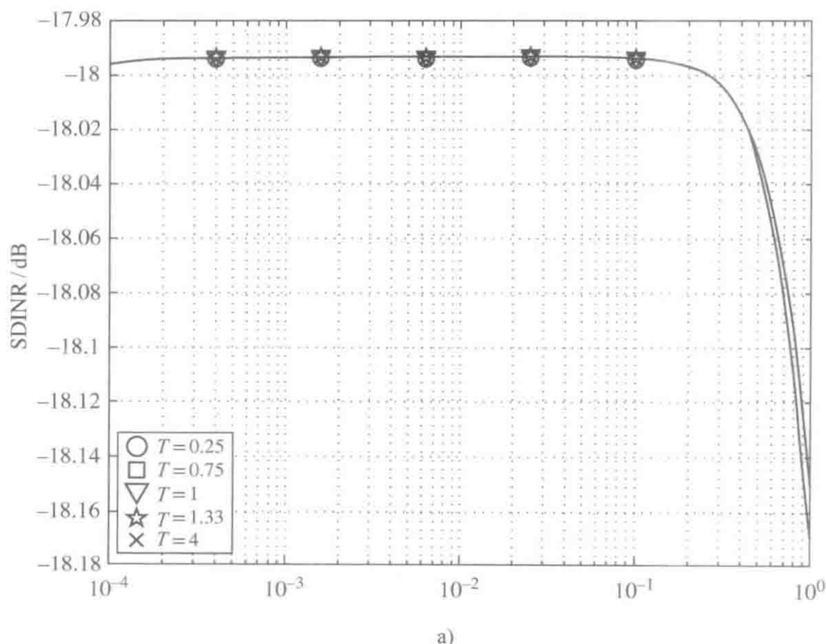
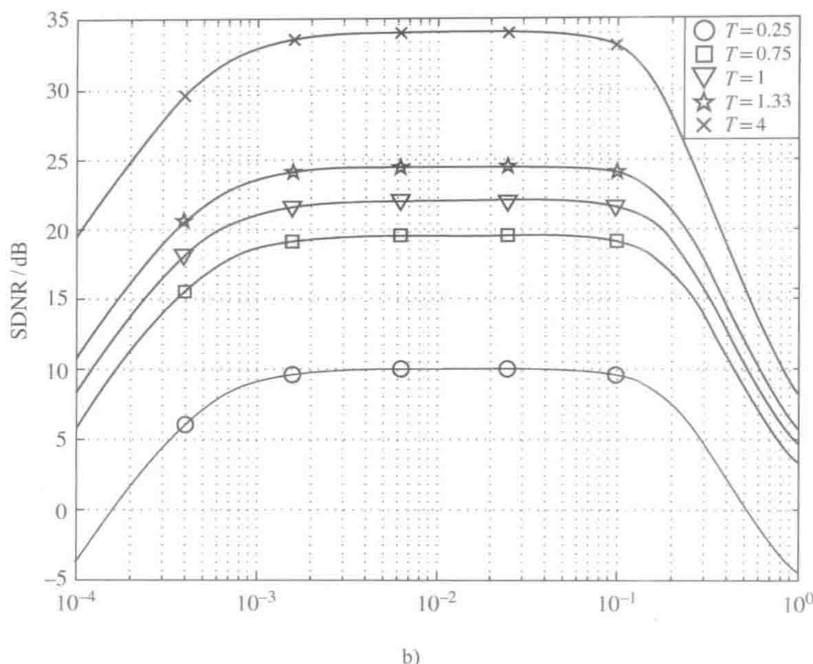


图 6.3 累积性 SDINR 和 SDNR 与光调制指数 μ 的关系。μ 随 T 变化。
其他参数为：5km ROF 链路，$\mathrm{SNR}_{\mathrm{up,wlan}}$ 为 40dB。
a）WCDMA 信号的累积性 SDINR 与累积性 RMS 光调制指数 μ 的关系



b)

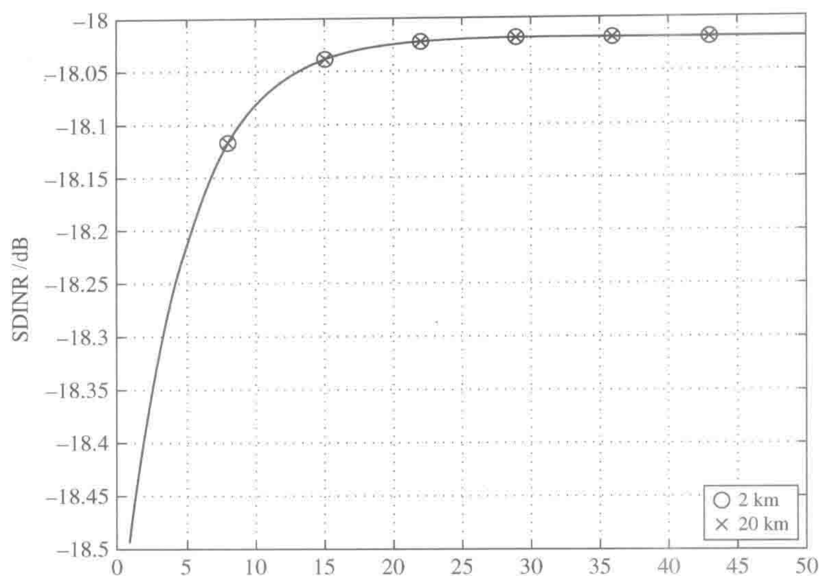
图 6.3 累积性 SDINR 和 SDNR 与光调制指数 μ 的关系。μ 随 T 变化。
其他参数为：5km ROF 链路，$SNR_{up,wlan}$为 40dB。（续）
b）WLAN 信号的累积性 SDNR 与累积性 RMS 光调制指数 μ 的关系

WCDMA 信号的累积性 SDINR 与 $SNR_{up,wlan}$的关系如图 6.4a 所示。$SNR_{up,wlan}$为 RAP 处的 WLAN 信号 SNR。我们在这里使用它有一个特殊的原因，就是它可以表示纯空中接口 SNR。换句话说，$SNR_{up,wlan}$真实反映了各种噪声在空中接口的影响。不仅如此，它已经假设两个系统有相同的噪声频谱。㊀

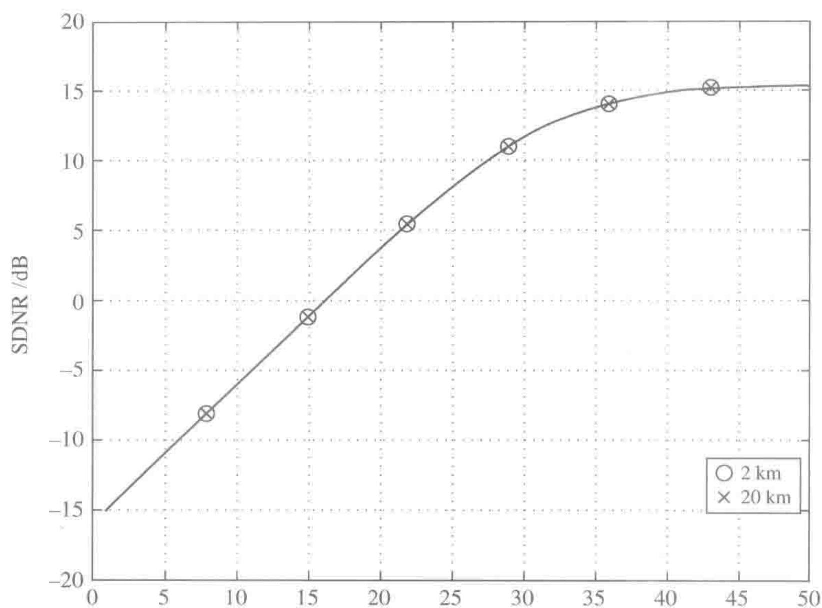
从图 6.4a 中我们可以观察到 RAP 处的 WCDMA SDINR 在 SNR 20dB 之后不再增长。对比图 6.4b，RAP 处 WLAN 的 SDNR 会一直增长直到 SNR 达到 40dB。这一现象表明，WCDMA 系统在 SNR 到达 20dB 之后进入串扰主导区域。WLAN 系统 RAP 处较高的 SNR（达到 40dB），有助于累积性 SDNR 的改善。同时我们可以看到，两个系统的信道质量都与光纤长度无关。这是由 μ 的值（0.5）决定的。我们可以与图 6.2 互相参考，$\mu=0.5$。

图 6.5 表示了三个 μ 值对应的两条曲线（一条曲线为 $\mu=0.1$ 与另一条 $\mu=0.01$ 重叠）。我们可以观察到，这两条曲线有相同的趋势。WLAN 系统较强依赖 SNR，而 WCDMA 系统则较弱之。图 6.5a 表明当 μ 很小（0.1 和 0.01）时，SNR≤20dB 区域内累积性 SDINR 饱和。当 μ 为 0.8 时，SNR≤10dB 区域累积性 SDINR 饱和。图 6.5b 也表现了相同的趋势。这可以解释为较大的 μ 会导致 ROF 链路中非线性失真占主导，从而限制了整体系统性能。

㊀ RAP 处 WCDMA 系统的 SINR 包含噪声和多用户串扰，因此不能在这里使用。



a)



b)

图 6.4 WCDMA 和 WLAN 的累积性 SDINR 和 SDNR 与 RAP 处 SNR 之间的关系，ROF 链路分别为 2km 和 20km，其他参数为 $T=1$，$\mu=0.5$

a）WCDMA 信号的累积性 SDINR 与 RAP 处 WLAN $SNR_{up.wlan}$ 的关系

b）WLAN 信号的累积性 SDNR 与 RAP 处 WLAN $SNR_{up.wlan}$ 的关系

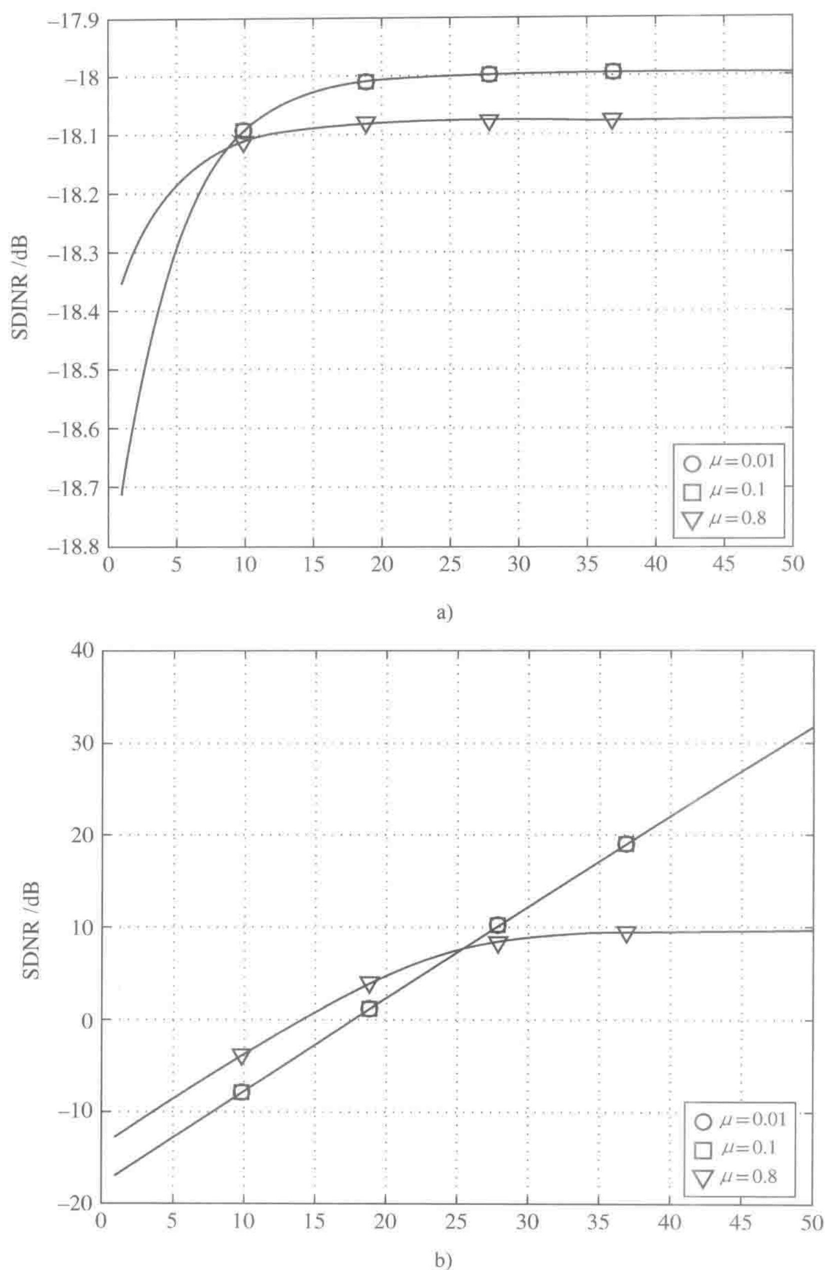


图6.5　不同的μ条件下，累积性 SDINR 和 SNR 与 RAP 处 SNR 的关系，其他参数为 $T=1$，光纤长度 10km，版权归 IEEE 所有

a）WCDMA 信号的累积性 SDINR 与 RAP 处 $SNR_{up,wlan}$的关系

b）WLAN 信号的累积性 SDNR 与 RAP 处 $SNR_{up,wlan}$的关系

6.5 总结

在本章和上一章中，我们详细讨论了支持 IEEE802.11 WLAN 和 WCDMA 小区服务的双子载波复用光纤馈线无线网络性能。分析表明 Fi - Wi 网络可支持两个系统。ROF 链路甚至可以使用现有设备设计实现。

以下有几点值得强调：

1. 光纤长度与小区面积成反比。

2. 在线性、光噪声占主导区域，增加累积性调制系数 μ 可以对 WLAN 和 WCDMA系统性能带来改善。但是，过大的 μ 会导致系统进入非线性区。

3. 这是一个有意义的结论：对较小的 μ，WCDMA 系统性能不会因为 WLAN 占用较多 RF 功率而受到显著影响。

可以看到，这些结论来源于冗长的数学推导，这是因为需要考虑所有的非线性因素。当多个无线信号携带多用户信息，在一个非线性衰落信道中传输时，对这一过程的分析会非常复杂。

以上的分析虽然详细，但仍有欠完整。但是，设计工程师并不需要熟知这些冗长的分析，除非在设计中需要考虑所有的非线性项。这里的大部分结论都是非常符合常理的。有关带宽、光纤长度和无线小区面积的大部分基础关系都已在第 3 章中进行了阐述，它们在多载波应用中仍然有效。

7 外调制 ROF 链路

本章将研究外调制 ROF 链路一些重要方面。RF—光外调制方法已经在第 2 章中有所讲解。

外调制的调制方案中以一个高于阈值电流值的恒定电流驱动光源（激光器）。这个偏置电流大小通常由调节激光器达到最优状态决定。在这样的条件下，激光器二极管工作在所谓 CW 模式下，意思是它有稳恒的光输出。稳恒偏置消除了如激光器啁啾、饱和、剪波和非稳态等问题。

这个稳恒的光随后通过光外调制器（External Optical Modulator，EOM）进行调制。EOM 方法实际上要比直调方法更高级，性能也较优，同时复杂度也较高。首先，它缓解了激光器非稳态和剪波的问题。外调制器可以支持非常高的带宽（超过 100GHz），同时功率分配方面也明显优于直调链路（低损耗甚至增益）。在实际中广泛应用的 Mach - Zehnder 干涉仪（MZI）（也称为 Mach - Zehnder 调制器）不存在啁啾现象，而 EAM 也只有很小的啁啾。和激光器二极管相比，大多数外调制器可以支持高的多的 RF 输入功率。

另一个显著不同的地方是 RF 链路功率对光功率的相关性方面。直调链路的 RF 增益并不直接与有效光功率相关。它更多的与激光器的斜率效率相关。与此相反，**外调制链路的 RF 增益与输入光功率的平方相关**[17]。这一点对受功率制约的 Fi - Wi 链路至关重要。在前面各章中我们看到功率问题限制了无线小区面积，而外调制 ROF 链路则可以为 Fi - Wi 系统功率分配提供更多的裕度。

不仅如此，EOM 还可以支持更先进的调制方案，如单边带光调制。因为这种调制方案不受到光纤色散的影响，所以它被广泛应用于毫米波 ROF 系统（如第 2 章所述）。各种抑制载波技术也可以与外调制方案完美结合。这些技术既可以滤去未调制的载波[13]，又可通过零偏置或低偏置 MZI 实现。低偏置 MZI 因其包含与 IM/DD 有相同的组件而非常值得关注。两种 MZI 之间的区别在于，低偏置链路的线性偏置点通常轻微偏离普通 MZI 的偏置点。

7.1 Mach - Zehnder 调制器

应用最广泛的 EOM 就是 Mach - Zehnder 调制器，它也被称为 Mach - Zehnder 干涉仪。图 7.1a 所示为一个 MZI 的基本架构。MZI 结构上包括两个 3dB 光耦合器和两个臂，如图 7.1b 所示。

MZI 由无机物铌酸锂制成。这种 EOM 有很多优点。首先，MZI 可以支持高输

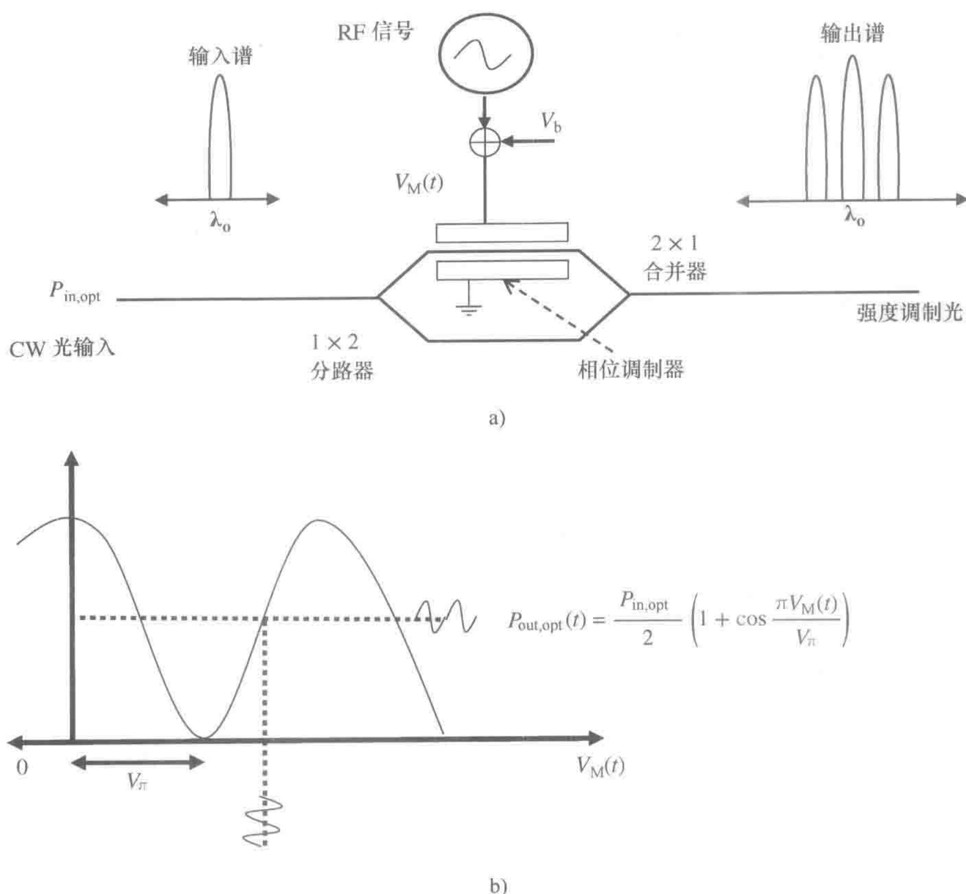


图 7.1 Mach - Zehnder 调制器和它的非线性传输特性

a）Mach - Zehnder 调制器基本配置 b）Mach - Zehnder 调制器的偏置和非线性特性

入功率。它在波长方面可支持超过 1μm，功率达 100mW 的 CW 光输入而不会出现光子散射造成的衰减。另一个优点是低插入损耗。MZI 结构通过钛扩散和离子交换工艺连接在一起，加上它较优的波导 - 光纤耦合效率，使得它的光纤 - 光纤光损耗一般为 4dB，实验室级可达到 2.5dB。高频集总原件调制器的频率响应曲线以近似频率的平方下降。

在足够高的频率上，光通过调制器的搬运时间内，MZI 调制电压不能恒定不变。这种情况下，大部分高效调制都可以通过使用行波 RF 电极实现，其传播速度与光波导传播速度相匹配。在铌酸锂中，同时满足 50Ω 行波电极阻抗和速度匹配条件是比较困难的。不过，接近 70GHz 的 3dB 带宽、5V 偏置电压的此类调制器已经面世。使用铌酸锂实现更高频的调制已成为可能，电极较好的耦合调制信号也已经实现。

虽然铌酸锂 MZI 应用广泛，但它还存在几点问题。它的传输函数的线性度不

是很好。这可以通过若干种方法优化。一种方法是使用其他材料。半导体如 GaAs 可以作为 MZI 的备选材料，不过其一般会存在超过 10dB 的插入损耗。非线性光学树脂也已在 MZI 制造中使用，它具有超过 60GHz 的频率响应。此类树脂具有低价格和高带宽的特点。

另一方面，改变调制器结构（如定向耦合器调制器）也可达到优化效果，从而实现各种线性化技术以提升链路 DR（动态范围）。不过，定向耦合器结构的调制响应敏感度比较低。在 MZI 中，较高的敏感度可以通过延长电极长度简单实现，但在定向耦合器结构中延长 DCM 电极就意味着需要重新设计耦合区域。

铌酸锂很难或可以说实际上不可能与半导体电路集成。而且，铌酸锂 MZI 的价格也相对较高。EAM 不使用 MZI 结构和铌酸锂材料，从而成为一个有前景的备选方案。这个技术的初期，因为此类调制器的传输函数的非线性远远超过了 MZI 而不被广泛看好。不过，我们下面将会介绍，EAM 渐渐发展开始被市场所接受。EAM 需要 CW 源进行波长控制，而 MZI 不需要。而且，EAM 支持的输入光功率也比 MZI 低。

找到一个最优的偏置点偏置 MZI 是一个重要的任务。不正确的偏置电压会造成高功率谐波，从而增加非线性并减小无杂散动态范围。因此，我们需要谨慎选择 EOM 的偏置点，以避免非线性失真，减小噪声，提升动态范围和 RF 增益。在本章中，我们首先接受如何完成这一任务。随后，我们会研究 MZI 的谐波特性。

7.1.1 MZI 原理

设两个电极间的电场为 E，通过它的光产生的相移可以表示为

$$\varphi_{\mathrm{m}}(t) = n(E)k_{\mathrm{o}}L_{\mathrm{t}} = \varphi_{\mathrm{o}} - \frac{\pi V_{\mathrm{M}}(t)}{L_{\mathrm{t}}V_{\pi}} \tag{7.1}$$

式中　$n(E)$反映了介质的散射系数随电场的变化；$k_{\mathrm{o}}=2\pi/\lambda_{\mathrm{o}}$ 为自由空间波数；φ_{o} 为光波导的初始相位常数；L_{t}为电极长度而 $V_{\mathrm{M}}(t)$表示了加在调制器上的时变电压；V_{π} 为实现两个臂间相位差为 π 的半波电压。这个点，调制器传输为 0。V_{π} 可以表示为

$$V_{\pi} = \frac{d\lambda_{\mathrm{o}}}{L_{\mathrm{t}}Yn^{3}} \tag{7.2}$$

式中　Y 为电—光因子；d 为 $V_{\mathrm{M}}(t)$的电压作用长度。

两个光场在输出进行合并，得到一个强度经过调制的光信号。

调制器的参数由很多因子决定，如驱动电压、阻抗、光损耗、调制器可支持的最大输入功率、带宽、线性度，以及对温度和偏振的敏感度。例如，与偏振相关的调制器，需要在激光器后面接偏振控制组件。激光器，通常是线偏振的，必须与调制器的偏振态匹配以增大输出光功率。

Al－Raveshidy 和 Komaki 文献［65］中描述的一个模型推导了包含 DC 和 RF

的驱动电压与 Mach - Zehnder 调制输出之间的关系。调制器输出处光场强度的均方根复包络可以表示为

$$E(t) = \frac{E_{\text{in}}e^{j\phi}}{\sqrt{2}}(e^{-j\varphi_o L_t} + e^{-j\varphi_m(t)L_t}) \quad (7.3)$$

式中 E_0为调制器输入处的均方根光场。

当假设电极长度元元小于调制信号波长时，光功率可以写为

$$P_{\text{out,op}}(t) = |E|^2(t) = \frac{E_o^2}{2}[1 + \cos[(\varphi_o - \varphi_m(t))L_t]] \quad (7.4)$$

同时假设 $\varphi_m(t) = \varphi_o - (\pi V_M)/(LtV_\pi)$，则调制器输出处的瞬态功率可以写为

$$P_{\text{out,op}}(t) = \frac{P_{\text{opt,in}}}{2}\left[1 + \cos\frac{\pi V_M(t)}{V_\pi}\right] \quad (7.5)$$

式中 $P_{\text{opt,in}}$表示激光器输出功率。

我们可以从 Mach - Zehnder 调制器传输函数中很明显的看到，调制器内含了一个正弦项，所以正确的偏置是必不可少的。

7.2 电吸收调制

对 ROF 应用而言，EAM 是一个非常值得关注的器件。它既可以配置成外调制器也可以配置成一个光探测器。图 7.2 描述了这样的配置，其中 EAM 就是一个单器件 RAP。图 7.3 表示了响应度如何随偏置电压改变带来的调制增益增加而减小。因此，通过调节偏置电压可以将响应度调节到所需的值。实际上，EAM 可以既作为探测器也可以作为调制器使用。甚至是在零偏的状态下。不过，为了平衡正向和逆向链路，一定的偏置是必须的。

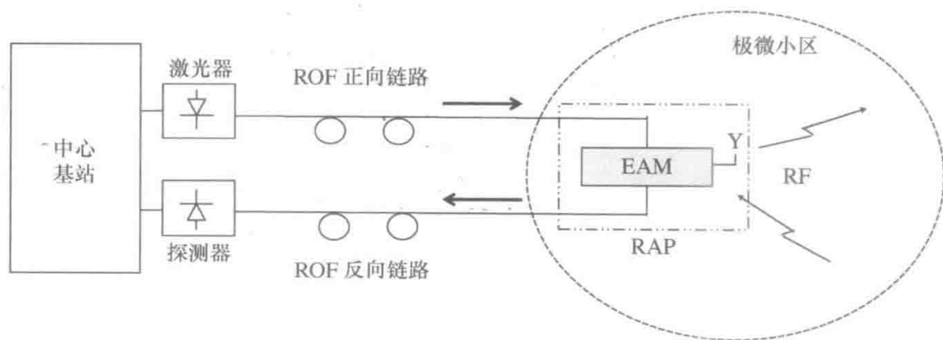


图 7.2 基于 EAM 的 Fi - Wi 方案。EAM 作为调制器和探测器使用[5]

电吸收光强度调制器实际上是一个带光吸收有源区的反偏 PIN 二极管。这个有源区会有一条由 III—V 半导体组成的量子约束结构或多量子阱。量子约束结构可

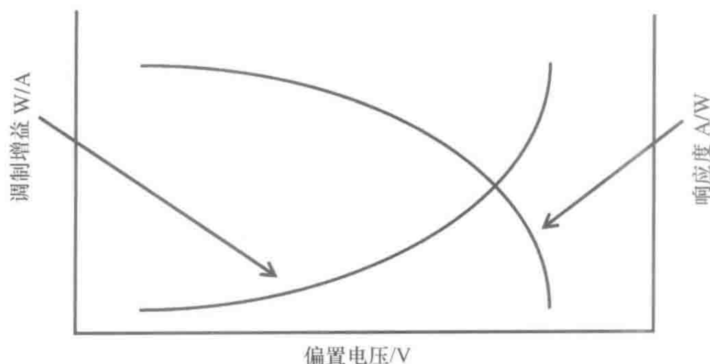


图 7.3　EAM 典型的调制能力和探测能力

以通过改变电场，改变 EAM 的光吸收特性。电场与有源区垂直会将吸收带边缘推向较低的光子能量。

与条状吸收层相比，MWQ 的吸收带边缘要更陡峭，且随着反向偏置电场改变移动的更快。MQW 是一个或多个窄带隙材料构成的量子阱层和较高带隙材料构成的阻断层构成。量子阱层的带隙能级要比阻断层的带隙能级低一些。因此，MQW 结构需要 N 个量子阱层和 $N+1$ 个阻断层。

电子和空穴在同一个量子阱内被约束。其结果是，电子和空穴距离足够近从而剧烈结合形成激子对。激子就有很强的吸收效应，近似于原子吸收。EAM 用微波信号改变量子阱层的吸收属性。MQW 层的电偏置被微波信号改变。当偏置处于初始状态，每个量子阱层上的外部电场会形成强烈的光吸收。当偏置位于下一状态时，量子阱层上的外部电场会形成较弱的光吸收。因此，EAM 的输出光信号调制就存在了开状态和关状态。

在电场作用下，围绕在 MQW 周围的吸收层的吸收特性会发生很大变化，这意味着较低的电压也可以实现较强的调制。MQW EAM 已实现处理 100ps 量级的高速信号。这类器件中，光可以垂直通过阱区或垂直通过在波导中的阱区，因此在牺牲耦合效率的同时实现较长的工作距离。

MQW EAM 同时拥有带宽广、价格低，以及显著的可集成化能力。它的低功耗和低价格外调制器对数字通信和模拟通信都至关重要。对比 MZI，MQW EAM 的驱动电压低，消光比高，带宽相近。

最初，EAM 由一块吸收材料和集总电极结构组成。后来，出现了高质量应变补偿 MQW 结构。通过使用 MQW 作为吸收层，在电场作用下，EAM 的量子约束 Stark 效应提升了吸收带限移动，并有低驱动电压和高消光比的特点。

行波电极结构也可以进一步 EAM 性能。掺入行波电极可以去除集总 EAM 的寄生限制，从而得到更大的带宽。不仅如此，行波电极也可以扩展吸收长度，从而进一步减小驱动电压，提高消光比。

对 ROF 应用而言，**链路 RF 增益**和**动态范围**是另外两个关键的调制器参数。链路增益与光功率和调制器的斜率效率有关。在 MZI 中，链路增益可以通过提高光输入功率实现提升。MZI 可以支持数百毫瓦的 CW 光功率，而其劣化完全可以忽略。

但是，EAM 的输入光功率仅仅只能到 10mW。这是光电流带来的热效应所致。不仅如此，EAM 也有相对较高的光插入损耗。虽然它的耦合损耗可以忽略，但其零偏状态的材料吸收损耗无法忽略。量子约束 Stark 效应只作用在接近激子谐振的位置，而较大的吸收则遍布其余位置。为了提升链路增益，EAM 需要与光放大器一起使用（即使 EAM 有较大的斜率效率）。

调制器的非线性会导致失真，并减小 ROF 链路的动态范围。在 MZI 中，非线性传输曲线可以精确建模，并通过相对简单的线性化技术提升动态范围。这是因为 MZI 的非线性曲线是正弦函数，且与输入光功率和 RF 信号功率无关。与此相反，EAM 的非线性传输函数与输入光波长和功率有很大关系，它们会导致动态范围与 RF 的链路增益受限，且线性化较困难。

MQW EAM 在 Fi - Wi 应用中最大的优势可能就是其可以与 PIN 二极管的本征区集成。EAM - PIN 结构也可以作为告诉光探测器使用，实现一种结构两种功能。

Wake 等人[5]在 1997 年实现了第一个无源极微小区 Fi - Wi 系统。这是一个引起很大关注的成绩。他们展示了如何使用 EAM 作为单组件无线接入点，不需要放大器和额外供电，实现了一个无源收发 Fi - Wi 极微小区。这个期间在下游路径作为光探测器使用，同时它使用下游路径剩余的光进行上游路径的调制。早期的频分双工用于展示 EAM 的同步多频率处理。在文献［5］中，EAM 实现了不需要 DC 偏置电压工作的无源极微小区设计。在这个实验中，EAM 包含异质结构的 MWQ 吸收层。InGaAsP/InP材料针对 1550nm 波段。无偏置的 3dB 调制带宽达到 8.21GHz（注意一般偏置条件下的 3dB 带宽可达 14GHz）。这个极微小区可以支持室内 6m 范围的通信。这个方案中另一个关注点是光链路损耗，下游路径为 40dB，而上游路径为 35dB。该文献作者称，无源工作状态下 EAM 作为光探测器的效率比零偏调制器略低，致使下游链路损耗要高于上游链路损耗。

其他材料也可用于 MQW，以实现其他波长下的工作。使用最多的材料为 GaAs/（GaAl）As，它可工作在 850nm 波段，而其他的材料如（GaIn）As/InP 则可工作在接近光纤低损耗窗口的 1550nm 波段。

7.3 反射型半导体光放大器

反射型半导体光放大器（Reflective Semiconductor Optical Amplifier，RSOA）也可用于外调制。其配置如图 7.4 所示。这种方法只能用于上行链路方向。它使用下游方向剩余的光而不需要另外的 RAP 作为光源。这大大简化了 RAP。不过，光环

路必须区分入射光和反射光路，这对链路构架带来了额外的复杂性和成本。

这一方法的一个引人注目的特点是，光源在中心的位置易于为每个 RAP 控制和分配不同的波长，这为 Fi - Wi 网络提供了方便性和动态可重构性。

对比其他链路类型，RSOA 链路的一个重要优点在于它不需要预先分配波长。这意味着同一种类型的期间可以用于对应不同波长的 RAP。RSOA 具有商业价值，不过目前技术上还有点完善，特别是针对模拟通信应用。对比 EAM，RSOA 另一个优势在于 RSOA 的增益，从中心基站发出的信号功率可以相对较低。

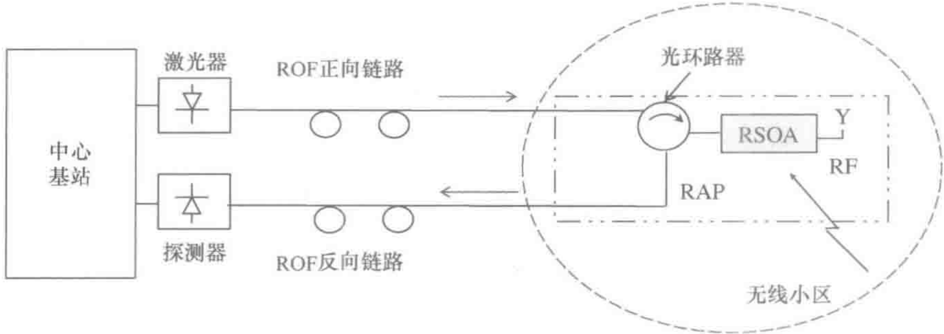


图 7.4　Fi - Wi 上行链路的反射型半导体光放大外调制方案[67]

7.4　MZI 偏置电压的优化

如何为 MZI 找到最优的偏置点一直是一个研究课题。在文献［68］和文献［69］中，Marco 等人研究了通过调制器增益控制优化载波 - 噪声比和增益。较高的增益实际上会增加噪声因数。在文献［70］的研究中，作者推导了一种方法在子倍频程减小噪声因数。同时这种方法也被证明可以提升 SFDR。在文献［71］中，同一作者提出了一个线性度因数用于衡量噪声因数、三阶输出交调截点功率(IP3)，和功耗。在文献［72］中，作者对使用 MZI 和 EDFA 的模拟光纤链路进行了一个完整的分析，并推导了 RF 增益、RF 噪声因数，和 SFDR 的表达式。

图 7.5 所示为一个简单的外调制 ROF 系统。它使用 CW 激光器光源和 MZI 外调制器。EDFA 也假设在链路中以增加研究价值。没有 EDFA 的系统解很容易得到。

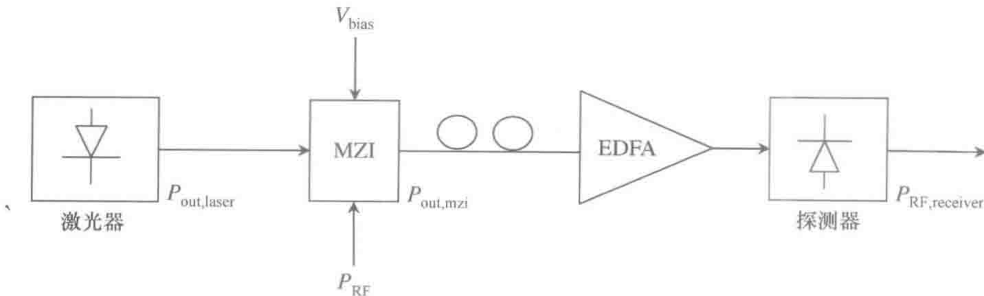


图 7.5　外调制 ROF 链路框图

7.4.1　RF 增益最大化

RF 链路增益在电部分的 G_{rf} 为 MZI 输入的 RF 功率和光探测器 RF 输出功率的比。它可以如下表示：

$$G_{rf} = \frac{P_{rf,out}}{P_{rf}} \tag{7.6}$$

式中　$P_{rf,out}$ 为光探测器的输出功率；P_{rf} 为调制器的输入功率。

根据文献［69］中的增益分析和文献［72］中的全链路分析，G_{rf} 可以表示为

$$G_{rf} = K[G_{edfa}\sin(\phi_{bias})]^2 \tag{7.7}$$

式中　$\phi_{bias} = \pi\frac{V_{bias}}{V_\pi}$ 为偏置电压 V_{bias} 对应的偏置角；V_π 为将调制信号移相 π 所需的电压。

电压 V_{bias} 和 V_π 已在第 2 章有过解释。在这里，K 为一个标量常数，它与探测器响应度（$\mathscr{R}$），光纤损耗（α_f），和 MZI 内部损耗（α_{mzi}）等因数有关。

现在，EDFA 增益 G_{edfa} 并不是输入功率的线性函数。掺铒光纤放大器众所周知具有增益饱和特性，它会限制高输入功率情况下的增益。⊖

因此，EDFA 增益可以写为

$$G_{edfa} = \frac{G_o}{1 + \left(G_o\frac{P_{out,mzi}}{P_{out,max}}\right)^{\alpha_m}} \tag{7.8}$$

式中 G_o 为 EDFA 小信号增益；α_m 为一经验常数；$P_{out,mzi}$ 为 MZI 的输出；$P_{out,max}$ 为保证 EDFA 正常工作的最大功率。

注意，当 $P_{out,mzi}$ 和 $P_{out,max}$ 相比足够小时，$G_{edfa} \approx G_o$。

MZI 的输出功率 $P_{out,mzi}$ 可以由贝塞尔函数表示。由于一些实际原因，我们只考虑表达式的第一项。其近似表达式可以写为

$$P_{out,mzi} = \frac{P_{out,laser}}{2}\left[1 - J_o\left(\pi\frac{V_{rf}}{V_\pi}\right)\cos(\phi_{bias})\right] \tag{7.9}$$

式中　$P_{out,laser}$ 为 DFB 激光器的输出功率；J_o 为第一类零阶贝塞尔函数。

正弦形式的 RF 调制电压可写作 $V(t) = V_{rf}\sin(\omega_c t)$，其中 $\omega_c = 2\pi f_c$ 为 RF 信号（调制电压）的角频率，而 V_{rf} 为 RF 信号的峰值电压。因此，功率 P_{rf} 可写为

$$P_{rf} = \frac{V_{rf}^2}{2R_L\eta_{mzi}} \tag{7.10}$$

⊖ EDFA 的增益饱和性质会提升低能波长功率，从而对 WDM 系统有益。不过，条件和本应用完全不同。

以及

$$V_{\mathrm{rf}} = \sqrt{2R_{\mathrm{L}}P_{\mathrm{rf}}\eta_{\mathrm{mzi}}} \tag{7.11}$$

式中 R_{L} 为从 RF 源端看到的负载电阻，η_{mzi}为调制器效率。

通过将这两个式子带入前式，我们可以将 G_{rf}写为

$$G_{\mathrm{rf}} = K\frac{[G_{\mathrm{o}}\sin(\phi_{\mathrm{bias}})]^2}{\left[1+\left(G_{\mathrm{o}}\frac{P_{\mathrm{out,laser}}/2\left[1-J_{\mathrm{o}}\left(\pi\frac{V_{\mathrm{rf}}}{V_{\pi}}\right)\cos(\phi_{\mathrm{bias}})\right]}{P_{\mathrm{out,max}}}\right)^{\alpha_{\mathrm{m}}}\right]^2} \tag{7.12}$$

因此，从上式我们可以很清楚地看到，外调制 ROF 链路的 RF 增益与 MZI 偏置电压成线性关系。

通过改变偏置电压 V_{bias}和计算 RF 增益，我们可以算出最大增益点。通过对以上各式进行数值分析，最大增益点的值见表 7.1 中，同时我们从表中可以很快速地理解链路的工作状态。

表 7.1 用于数值分析的各链路状态参数值

描　述	参　数	值
EDFA 小信号增益	G_{o}	37dB
DFB 激光器光源发射功率	$P_{\mathrm{out,laser}}$	-2dBm
调制器开关电压	V_{π}	3.35V
EDFA 最大饱和功率	$P_{\mathrm{out,max}}$	=17dBm
调制器效率	η_{mzj}	-8dB（5GHz）
负载电阻	R_{L}	50Ω
探测器响应度	$\mathscr{R}$	0.8A/W
光纤损耗	α_{f}	0dB
MZI 损耗	α_{mzi}	-4.5dB
调制器输入功率	P_{rf}	0dBm
调制 RF 信号频率	f_{c}	5GHz
室温	T	290K
调制 RF 信号电压（计算值）	V_{rf}	0.126V

图 7.6 所示为改变偏置电压时增益的变化。当 $\phi_{\mathrm{bias}}/\pi = 0.086$ 时，可得到 -12.8dB的最大增益。该图中还显示了一个有趣的现象：为了得到总链路增益最大，MZI 应偏置在接近最小偏置电压处。注意链路增益也受到 EDFA 的增益压缩的影响。

我们还需要评估所需的最优偏置点，以实现最小的噪声因数和最大额度 SFDR。

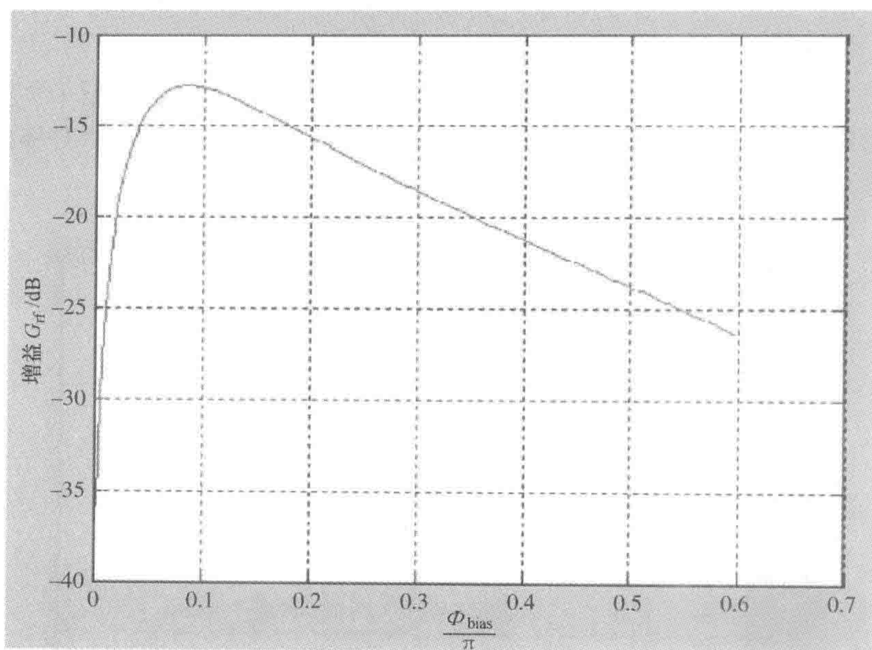


图 7.6 RF 增益与外调制 ROF 链路偏置电压之间的关系。版权归 IEEE[74] 所有

7.4.2 噪声因数最小化

在给定偏置电压下，链路的噪声因数（NF）可以写为

$$\mathrm{NF} = \frac{N_{\mathrm{out}}}{G_{\mathrm{rf}} K_{\mathrm{B}} T} \tag{7.13}$$

式中 N_{out}为链路输出端总 RF 功率谱密度；G_{rf}为从前面组件而来的 RF 信号的增益；k_{B} 为 Boltzmann 常数；N_{total}为系统总噪声；T 为开氏温度。

根据文献［70］和文献［72］相同的分析，N_{out}可以写为

$$N_{\mathrm{out}} = N_{\mathrm{th}} + N_{\mathrm{shot}} + N_{\mathrm{laser}} + N_{\mathrm{edfa}} \tag{7.14}$$

式中 N_{th}，N_{shot}，N_{laser}和 N_{edfa}分别为热噪声、散粒噪声、激光器噪声和 EDFA 噪声的功率谱密度。

最基本的噪声功率是热噪声和散粒噪声项。他们可以分别写为

$$N_{\mathrm{th}} = (G_{\mathrm{rf}} + 1) K_{\mathrm{B}} T \tag{7.15}$$

$$N_{\mathrm{shot}} = \frac{q G_{\mathrm{o}} \mathscr{R} \alpha_{\mathrm{f}} \alpha_{\mathrm{mzi}} P_{\mathrm{out,laser}} (1 - \cos\phi_{\mathrm{bias}}) R_{\mathrm{L}}}{1 + \left[\dfrac{G_{\mathrm{o}} \alpha_{\mathrm{mzi}} P_{\mathrm{out,laser}} (1 - \cos\phi_{\mathrm{bias}})}{2 P_{\mathrm{out,max}}} \right]^{\alpha}} \tag{7.16}$$

式中 q 为电子电荷。

激光器噪声，即 RIN，在第 4 章中已做过分析，描述了它如何随调制 RF 信号变化。尽管如此，在外调制中，激光器并不进行直调。它偏置在一个固定的工作点

发出 CW 光。因此，RIN 应为常数。光放大器噪声 N_{edfa} 也不会受到 MZI 偏置影响而改变，它也是一个固定的测量值。

我们下面对 NF 以 dB 为单位绘出它与偏置点之间的关系，如图 7.7 所示。其中 V_{bias} 的值在［0，2］之间。从图中我们可以看到，NF 随着偏置点右移而成近正交的趋势减小。NF 的最小值在 $\phi_{bias}/\pi=0.48$ 处。

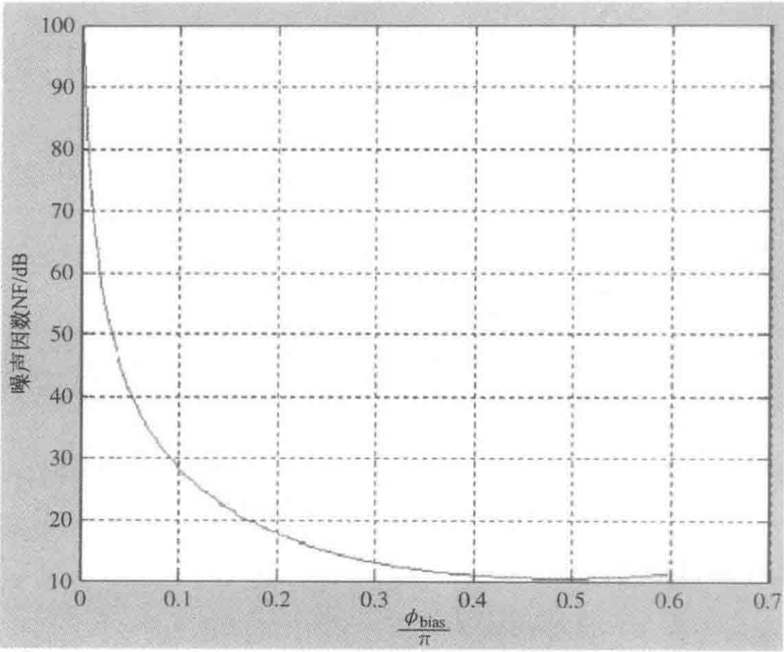


图 7.7 噪声因数与外偏置 ROF 链路偏置电压之间的关系（版权归 IEEE 所有）

如我们预期，数值分析的结果验证了 ROF 链路的 RF 增益与噪声因数之间的相互制约关系。不过，注意这种制约关系并不仅仅只涉及这两个参数。

7.4.3 无杂散动态范围最大化

在第 2 章已讨论过 SFDR。在这里，我们因其重要性而重新对其进行讨论。简单来说，SFDR 是系统可以在不受非线性失真或噪声影响下工作时输入功率的范围。如图 7.8 所示，线性（基本）输出信号功率有固定的斜率，而三阶交调失真功率（IMD3）的斜率为 3. 最小可识别信号功率（MDS）为信号功率刚刚增大超过噪声电平处。同样的，三阶交调截点（IP3）为 IMD3 与信号功率相等处。SFDR 即为 MDS 和 IMD3 超过噪声电平处之间的部分。它可以简单表示为

$$\mathrm{SFDR}=\frac{2}{3}\ (\mathrm{IP3}-\mathrm{MDS})$$

对外调制链路而言，SFDR 和 IP3 可以写为

$$\mathrm{SFDR}=\frac{2}{3}(\mathrm{IP3}-(-174+\mathrm{NF}))\tag{7.17}$$

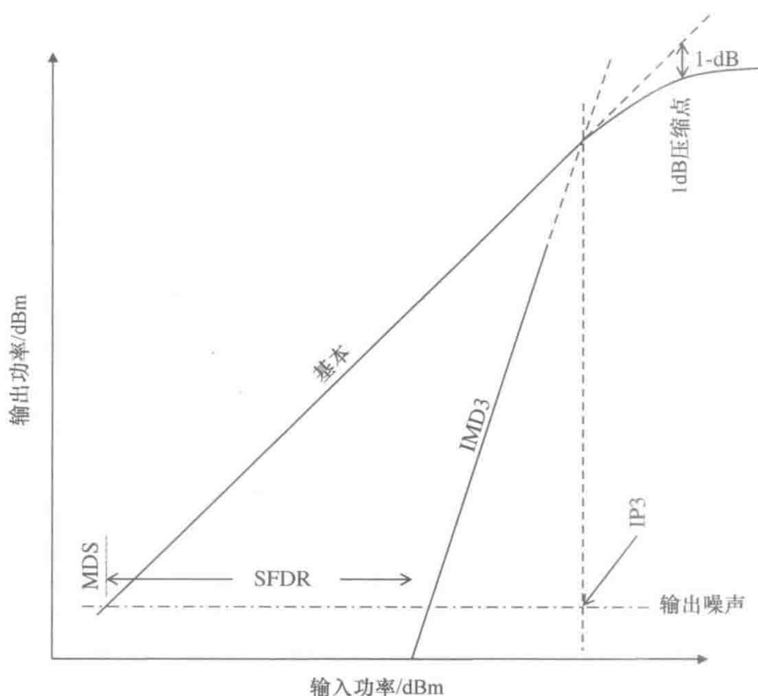


图 7.8　SFDR 的解释

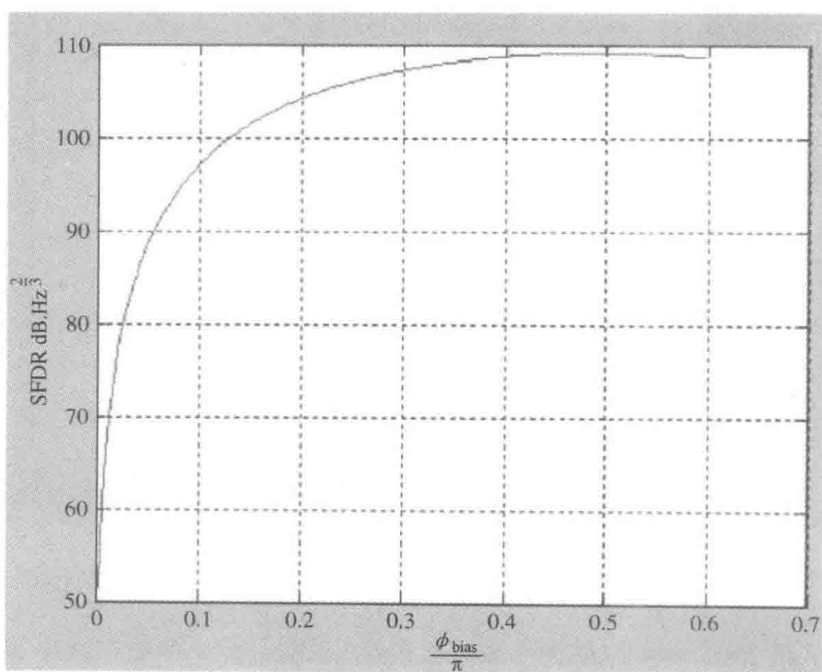


图 7.9　SFDR 与外调制 ROF 链路偏置电压之间的关系（版权归 IEEE[74] 所有）

以及

$$\mathrm{IP3} = \frac{4V_{\pi}^{2}}{\pi^{2}R_{L}}W \tag{7.18}$$

恒定值 -174dBm 对应了 1Hz 带宽、噪声温度 $T=290\mathrm{K}$ 时的热噪声功率。因子 2/3 表示三阶限制了 SFDR 带宽。对标准的 MZI，式（7.18）可以计算 IP3。这点需要我们注意的是，改变激光器功率或偏置角不会影响 IP3。

图 7.9 所示为 SFDR 与 ϕ_{bias}/π 的关系。SFDR 以 dB. $\mathrm{H}^{2/3}$ 为单位。SFDR 以近似正交的趋势增加。最大的 SFDR 值与最小的 NF 处偏置点相同。因此，高偏置电压不会减小噪声因数，但是会提高 SFDR。NF 和 SFDR 可以由 ϕ_{bias} 同时进行优化。不过，因为 G_{rf} 的变化趋势完全相反，所以这种优化会造成 G_{rf} 降低。

7.4.4 合并品质因数

我们可以很清楚地看到，调制器最优偏置点处于正交偏置点和最小偏置点之间。因此，我们可以考虑这样一个品质因数（Figure of Merit，FOM）如下所示：

$$\mathrm{FOM} = \frac{G_{rf}}{\mathrm{NF}} \tag{7.19}$$

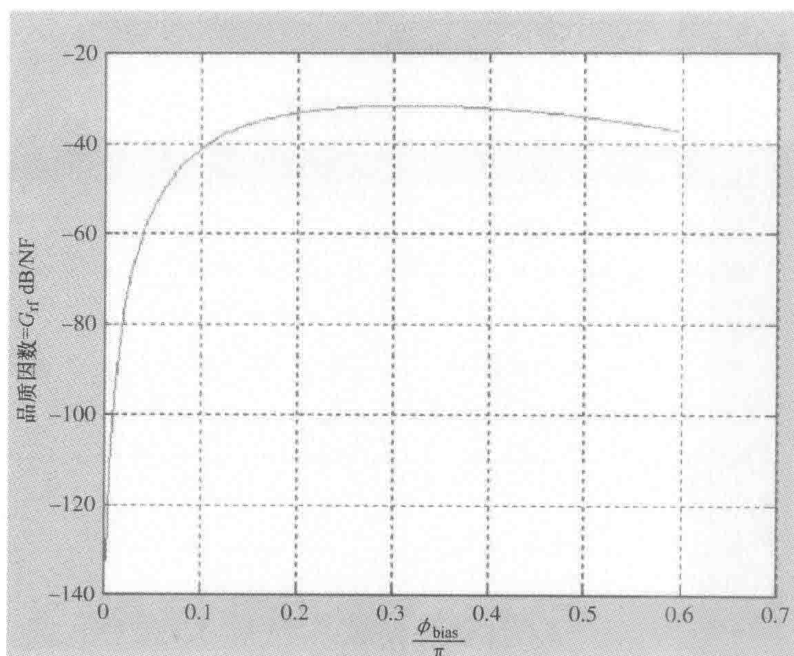


图 7.10 自设的品质因数与外调制 ROF 链路偏置电压之间的关系

注意，最大的 MOF 所对应最优（或近似最优）的 ϕ_{bias}/π 值应在减小 NF 的同时增大 G_{rf}。因为 SFDR 和 NF 有一一对应的关系，所以这个值也间接增大 SFDR。因此，

式（7.19）也间接包含了 SFDR。

下面我们以相对简单的方式计算 FOM，如图 7.10 所示。FOM 的最大值在正交和最小偏置点之间。在本例中，最大 FOM 为 -31.6，出现在 $\phi_{bias}/\pi=0.31$。这个 ϕ_{bias}/π 值所对应的 G_{rf} 为 -18.9dB，NF 为 12.7dB，SFDR 为 107.6dB·Hz^2。这个参数所对应的值可以实现品质因数最大、增益最大或噪声最小（见表 7.2 所示）。我们可以看到，品质因数最大（第一列）对应了所有三个参数的最优化情况。在本例中，FOIM 值为负，这是在最大化 FOM 函数时的优化方法所致。

表 7.2 品质因数对比其他参数值

描述	ϕ_{bias}/π	G_{rf}	NF	SFDR
最大 FOM	0.31	-18.9	12.7	107.6
最大增益	0.086	-12.8	30.9	95
最小 NF	0.48	-23.3	10.4	109.1

上述讨论以一个简单的例子表明外调制链路如何进行优化。实际中的链路优化会存在更多的问题。例如，探测器 RF 放大器会存在增益饱和的问题。如果用 APD 替代 PIN 二极管接收器，分析会因为 APD 的过量噪声而变得更加复杂。当接收光功率较高（散粒噪声占主导）时，PIN 二极管要比 APD 性能占优，这是因为 PIN 不存在过量噪声。高增益的 APD 并不永远是最优方案。这是一个针对更复杂配置下链路参数优化的有意义的研究，特别是针对 Fi-Wi 上行链路。这是因为 RF 信号在上行链路会周期性的波动，而优化过程需要自适应。当使用 AGC 时，这一分析将变得更加有趣。

7.5 MZI 子载波复用

MZI 输出实际上为一贝塞尔函数，它既包含基本频率，也包含谐波。我们通常只考虑基本频率成分，因为谐波很容易在单频率 RF 载波调制时滤去。不过，当两个频率非常近的 RF 信号在 MZI 调制时，谐波现象会带来有一种有趣的状态。这种状态如下文所述。

图 7.11 所示为两个 RF 子载波的外调制方案框图。MZI 的输出可写为

$$E_{MZI}(t) = E_o e^{j\omega_o t}\left(1 + e^{j\frac{\pi V_M(t)}{V_\pi}}\right) \tag{7.20}$$

式中 E_o 和 ω_o 分别为光场幅度和输入光载波的角频率。$V_M(t)$ 为调制器通过两个子载波时所加的时变调制电压，如下所示：

$$V_M(t) = V_{bias} + V_1\cos\omega_1 t + V_2\cos\omega_2 t \tag{7.21}$$

式中 ω_1 和 ω_2 分别为子载波 V_1 和 V_2 在峰值 RF 电压处所对应的角频率。V_{bias} 为 DC 偏置电压。因此，子载波服用 RF 信号在外调制时的总输出场强可写为

$$E_{\mathrm{MZI}}(t) = E_o \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_o t}\left(1 + \mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{\pi}{V_\pi}(V_{\mathrm{bias}}+V_1\cos\omega_1 t+V_2\cos\omega_2 t)}\right) \tag{7.22}$$

我们假设 $\phi=\pi V_{\mathrm{bias}}/V_\pi$，$m_1=\pi V_1/V_\pi$，以及 $m_2=\pi V_2/V_\pi$。其中 m_1 和 m_2 分别为第一个和第二个子载波的光调制深度。当 $V_{\mathrm{bias}}\approx V_\pi/2$ 时，MZI 工作接近线性。除此以外，当子载波 V_1 和 V_2 的幅度都很小时，输入电信号和输出光信号可以假设成线性关系。在 $\phi\approx\pi/2$ 条件下，式（7.22）可写为

$$E_{\mathrm{MZI}}(t) = E_o \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_o t}\left(1 + \mathrm{j}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(m_1\cos\omega_1 t+m_2\cos\omega_2 t)}\right) \tag{7.23}$$

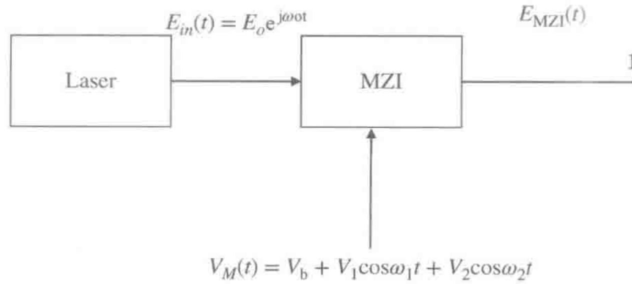


图 7.11 SCM MOF 系统的框图

每个指数函数形式的 RF 信号可以由（7.24）给出的贝塞尔函数式展开：

$$\mathrm{e}^{\mathrm{j}(m\cos x)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathrm{j}^n J_n(m)\mathrm{e}^{\mathrm{j}nx} \tag{7.24}$$

式中 $J_n(m)$ 为第一类 n 阶贝塞尔函数。设：

$$x(t) = \mathrm{e}^{\mathrm{j}(m_1\cos\omega_1 t+m_2\cos\omega_2 t)} \tag{7.25}$$

$$x(t) = \left[\sum_{n=-1}^{1} \mathrm{j}^n J_n(m_1)\mathrm{e}^{\mathrm{j}n\omega_1 t}\right]\left[\sum_{n=-1}^{1} \mathrm{j}^n J_n(m_2)\mathrm{e}^{\mathrm{j}n\omega_2 t}\right] \tag{7.26}$$

式中 因为其他阶项的影响较小，所以 n 可以只取从 -1 到 1。因此，在窄带调制情况下，我们可以忽略高于 J_1 的贝塞尔函数系数。

提出 $x(t)$ 的式子并依据第一类贝塞尔函数性质，$J_{-n}(m)=(-1)^n J_n(m)$ 进行整理，我们可得到：

$$\begin{aligned} jx(t) &= jJ_0(m_1)J_0(m_2) - J_0(m_2)J_1(m_1)\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_1 t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_1 t}\right] - J_0(m_1)J_1(m_2)\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_2 t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_2 t}\right] \\ &\quad - jJ_1(m_1)J_1(m_2)\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_1+\omega_2)t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega_1+\omega_2)t}\right] \\ &\quad - jJ_1(m_1)J_1(m_2)\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_1-\omega_2)t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega_1-\omega_2)t}\right] \end{aligned} \tag{7.27}$$

相对与光载波频率 ω_o[㊀]，（7.23）中的光场强度可变为

$$\begin{aligned} E_{\mathrm{MZI}}(t) &= E_o\Big[1 + \mathrm{j}J_0(m_1)J_0(m_2) - J_0(m_2)J_1(m_1)\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_1 t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_1 t}\right] \\ &\quad - J_0(m_1)J_1(m_2)\left[\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_2 t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega_2 t}\right] \end{aligned}$$

㊀ 即假设 $w_o=0$

$$-\mathrm{j}J_1(m_1)J_1(m_2)[\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_1+\omega_2)t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega_1+\omega_2)t}]$$
$$-\mathrm{j}J_1(m_1)J_1(m_2)[\mathrm{e}^{\mathrm{j}(\omega_1-\omega_2)t}+\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\omega_1-\omega_2)t}] \quad (7.28)$$

因为我们在这里不详细考虑光纤色散效应的影响，所以光场式（7.28）中的相位部分可以忽略。我们对其进行傅里叶变换并忽略相位，可得到

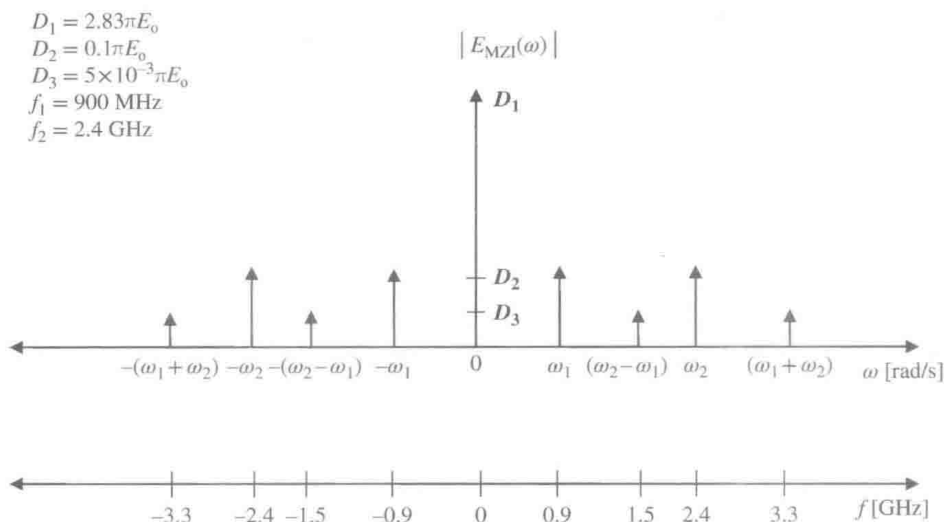


图 7.12 MZI 输出的光场强幅度谱

$$E_{\mathrm{MZI}}(\omega) = 2\pi E_o[\sqrt{(1+J_0^2(m_1)J_0^2(m_2))}\delta(\omega) - J_0(m_2)J_1(m_1)[\delta(\omega-\omega_1)+\delta(\omega+\omega_1)]$$
$$-J_0(m_1)J_1(m_2)[\delta(\omega-\omega_2)+\delta(\omega+\omega_2)]$$
$$-J_1(m_1)J_1(m_2)[\delta(\omega-\{\omega_1+\omega_2\})+\delta(\omega+\{\omega_1+\omega_2\})]$$
$$-J_1(m_1)J_1(m_2)[\delta(\omega-\{\omega_1-\omega_2\})+\delta(\omega+\{\omega_1-\omega_2\})]] \quad (7.29)$$

为了画出输出光场强的幅度谱，我们必须确定贝塞尔系数。参考文献［73］中的式子，有

$$J_n(m) = \sum_{k=0}^{\infty}\frac{(-1)^k m^{2k+n}}{2^{2k+n}k!(n+k)!} \quad (7.30)$$

当 MZI 工作在线性区时，边带只进行较弱的调制。因此，调制系数很小。假设 $m=0.1$，通过 MZI 的两个子载波有相同的权重，即 $V_1=V_2$，因此有 $m_1=m_2=m$。我们确定 $J_0(0.1)\approx1$ 以及 $J_1(0.1)\approx0.05$。设 $f_1=\omega_1/2\pi$ 为 900MHz，f_2 为 2.4GHz，式（7.31）得到的幅度谱如图 7.12 所示。

$$E_{\mathrm{MZI}}(\omega) = 2\pi E_o[\sqrt{[1+J_0^4(m))}\delta(\omega) - J_0(m)J_1(m)[\delta(\omega-\omega_1)+\delta(\omega+\omega_1)]$$
$$-J_0(m)J_1(m)[\delta(\omega-\omega_2)+\delta(\omega+\omega_2)]$$
$$-J_1(m)J_1(m)[\delta(\omega-\{\omega_1+\omega_2\})+\delta(\omega+\{\omega_1+\omega_2\})]$$
$$-J_1(m)J_1(m)[\delta(\omega-\{\omega_1-\omega_2\})+\delta(\omega+\{\omega_1-\omega_2\})]] \quad (7.31)$$

注意 SCM 信号包含每个子载波中较低和较高的边带频率，以及 $2\pi E_o\sqrt{(1+J_0^4(m))}$ 所包含的光载波成分。它们为基本（$\pm\omega_1$，$\pm\omega_2$）和交调积 $\pm(\omega_1+\omega_2)$。

如果不同的频率相（$\pm\omega_1$，$\pm\omega_2$）可以忽略，则 MZI 光场强度可以简化为

$$E_{MZI}(\omega)\approx 2\pi E_o[\sqrt{(1+J_0^4(m))}\delta(\omega)-J_0(m)J_1(m)[\delta(\omega-\omega_1)+\delta(\omega+\omega_1)] - J_0(m)J_1(m)[\delta(\omega-\omega_2)+\delta(\omega+\omega_2)]] \tag{7.32}$$

很多作者都使用此式。不过，根据权重和偏置电压的不同，交调积可能会造成很大的影响。

8 ROF 链路非线性的 DSP 建模

8.1 引论

如前面各章所述，单模光纤有足够的带宽可以支持最高到几个 GHz 频率的宽带无线信道。RF 光调制器和 ROF 链路接收器也可以定制以匹配所需的带宽。不过，ROF 链路的非线性失真（Nonlinear Distortion，NLD）是 Fi - Wi 应用中主要关心的问题。RF—光调制器的 NLD 是主要因素，它包括直调链路中的激光器和光外调制器的非线性。光探测器之后的 RF 放大器也会带来非线性。本章的关注点就是研究 ROF 链路的 NLD 效应，并讨论补偿 NLD 的各种方法。

电 - 光调制器的 NLD 以及其补偿，在有关基于 HFC 的 CATV 网络技术中已得到了广泛的研究[75-77]。但是，Fi - Wi 系统和 HFC 系统有如下几点显著的不同：

1）HFC CATV 网络中并没有时域离散无线信号链路串联非线性光链路的架构。

2）HFC 网络主要广播各种电视信道。因此，下行链路方向的通信量占总通信量的主要部分。HFC CATV 网络的反向（上行）链路，一般搭载从有线调制解调器发出的比特率非常低的数据。但是，在 Fi - Wi 网络中，上行链路需要具有与下行链路相同的通信速率。

3）模拟视频信号（NTSC）不关心搭载信息的基带符号的相位失真㊀。但是，在 Fi - Wi 网络中，相位失真非常重要。

4）最后一点，HFC CATV 网络通常搭载大量 RF 信道，它不能被认为是一个带通系统。因此，对 HFC 网络而言，奇次和偶次非线性积都是非常重要的［75］。但是，Fi - Wi 链路通常为一个带通系统。因此，奇次交调积对 Fi - Wi 系统格外重要。

8.1.1 线性动态范围的要求

Fi - Wi 信道包含特性和要求都与其他信道不同的无线信道。ROF 链路也因为无线信道的存在，而需要较大的线性动态范围。动态范围的要求在上行链路格外高，这是因为信号在上行链路首先会通过无线信道。在一个典型的无线小区中，从移动端到无线接入点的距离（d）会在几米到几百米之间变化。不仅如此，无线信

㊀ 对 ATSC 数字 TV 信号而言，这同样是一个问题。

道的平均路径损耗，也会由于障碍物或阴影效应而在 $d^{-1.5}$ 到 d^{-4} 之间变化（第 2 章所述）。因此，在室内极微小区中无线信号会出现 40 ~ 55dB 的波动，而在室外微小区中，信号波动会超过 80 ~ 90dB[20]。另外还需要存在 10dB 的裕度以备环境变化的影响[63]。动态范围要求，需要添加进一个给定无线调制方案的最小可接收载波 - 串扰比（C/I）的考量中。例如，IS - 54 需要 C/I 比至少有 16dB。另外，一个给定的 ROF 链路器件的线性动态范围会随着带宽增加而下降，这是由于等效噪声功率增加所致。因此，信号带宽越宽，则线性动态范围则越小。

凭经验而论，ROF 链路应该具有大约 100 ~ 120dB 的线性动态范围，以支持一个对失真不敏感的无线服务。但是，大多数 IM/DD 系统的 SFDR 都要比这个值低得多。

8.1.2 相位非线性

ROF 链路的相位非线性实际上是我们主要需要关心的问题。通常，非线性信道的幅度和相位响应（AM/AM 和 AM/PM）假设在线性动态范围内是线性的。不过，ROF 链路的相位非线性通常即使在低 RF 功率水平也依然存在。我们可以从图 8.1 中看到这点。因为大多数无线信道标准都使用了一些类型的相位调制，故我们必须要考虑相位非线性并对其进行补偿。

8.2 减小 NLD 的若干种尝试

到目前为止，研究者们考察了一系列既降低 ROF 线性度要求，同时又提升 ROF 线性度的方案。本节将快速回顾这些测试。

8.2.1 动态增益控制器和衰减器

广泛用于减小线性度要求的方法是使用自动增益（或幅度）控制器，将 RF 信号限制在 ROF 链路的线性范围内。这一方法有些时候可行[79,80]。该方法一个主要问题是，在 ROF 链路之后，系统需要很多（线性）放大操作以克服额外的衰减。这可能对于在功率分配和 SNR 上本来就已经链路来说，附加额外的操作不是一件好事。另一个问题是自动增益控制器的长响应时间，这使得自动增益控制器非常不适合无线链路处理。在无线信道中 RF 功率会快速变化。除此以外，自动增益（或幅度）控制器通常也解决不了相位非线性的问题。

8.2.2 静态的光—电方案

增大 RF—光调制的线性动态范围是许多模拟系统的基本要求，因而产生了很多增大线性动态范围的方法。在本节中很难穷尽这些方法，而只能挑选一些进行讨论。

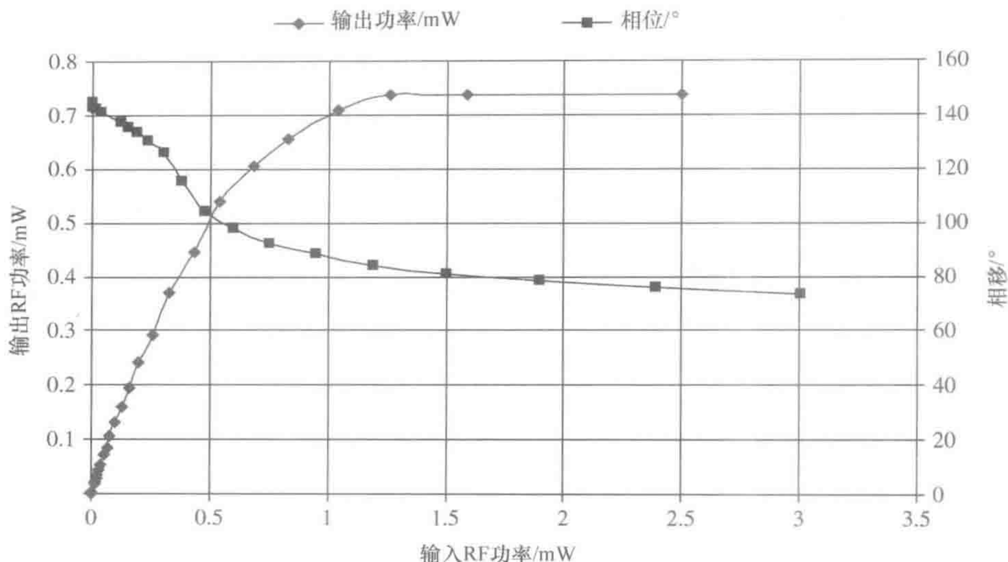


图 8.1 实测一个 ROF 链路的幅度与相位失真（版权归 IEEE[82] 所有）

激光器的等效电路模型广泛用于分析和性能提升，如文献［17］和文献［28］。Tuker 等人在文献［81］中展示了一种基于电路模型的电—光正馈补偿技术，它可以同时对激光器强度噪声和三阶交调失真优化提升 10dB。电路模型易于通过商用电路模拟软件包简单分析和开发补偿电路。

这种方案的一个问题在于其器件相关性。通常，每个激光器都有不同的特性。例如，在文献［83］中提到的对同样的分布反馈式激光器，个体之间的调制频率响应差别也很大。因此，一般地，光—电线性化方案都需要针对每个器件进行单独优化。这些方案通常无法在工作状态改变时，捕捉到器件特性的变化。

8.2.3 一些最新技术

8.2.3.1 网络层方案

一些作者提出在 Fi - Wi 网络中以不同的方式减小 NLD。一种技术建议将频率信道以不重叠交调积的方式分配到 ROF 链路中[20]。一些作者提议引入 RAP 分集减小非线性失真[84]。移动终端与两个 RAP 同时通信。这种方法实际上以一个微分集形式克服非线性。

8.2.3.2 扩频技术

扩频后的 RF 信号一般包含一个类白噪声的性质，且需要的动态范围较小。因此，CDMA 网络比 OFDM 网络更适合 Fi - Wi 链路。一些研究者建议，在 TDMA 网络中利用扩频信号的优势克服激光器的 NLD[85]。在另一个受关注的研究中，伪噪声码分配到每个 RAP 上以对信号进行扩频。这一方法构造了一种码分多 - 小区 -

址网络[86]。在该研究中，光纤互联总线网络和每个微小区，并通过彼此不重复的伪噪声码加以区分。

8.2.3.3 消除技术

一些方法使用不同的滤波器克服 ROF 链路的非线性。Raziq 等人在文献［87］中使用一个后非线性补偿组件在 CDMA 链路中进行 NLD 补偿。这个组件对激光器使用 Volterra 核分布。激光速率方程的物理常数用于计算复原组件的参数。因此，补偿的精确性主要取决于参数估计精度。

另一项研究提出，在接收端以消除 CDMA 网络多用户串扰相同的方式消除 NLD[88]。Huang 等人稍后对这一研究进行了扩展[88]，从而在 Fi - Wi CDMA 网络中消除多用户串扰的同时，也消除了非线性失真。这项研究中，光链路近似为一个三阶多项式。理论分析和数值结果显示，消除技术提升了 BER 的量级。

8.3 DSP 方法

本书详细研究的是一种较有前景的 Fi - Wi 系统数字信号处理（DSP）技术。DSP 技术一般在数字 - 光纤光通信中并不常用。这是因为数字滤波器在光领域，通常涉及复杂的光延迟线。因为数字光纤链路一般数据速率非常高，故 DSP 技术过去在数字光纤通信中并不是非常成功。不过，DSP 方案非常适合 Fi - Wi 系统非常，其原因将在下面详述。

8.3.1 对光波段失真的基带补偿

通常，在数字（无线）通信中，信息由向量调制基带符号传输。在 Fi - Wi 系统中，基带信号经过两个传输层面。如图 8.2 所示，搭载信息的基带符号首先转换通过 RF 层，随后再通过光传输层。因此，光传输层面的劣化会反映到无线信号，从而最终影响向量调制基带符号。这些失真可以通过使用 DSP，在基带层面轻松补偿，如图所示。

“频率非相关无记忆带通（带内）幅度和相位非线性，可以由基带等效完全描述”的观点，以在理论上得到证实[89]。这一发现支持了 DSP 方法。通过分析输入和输出向量调制符号的幅度相位关系，ROF 链路可以完全由基带模型等效。因此，我们完全可以，并且非常方便的以基带符号速率，通过 DSP 方法减小 ROF 信道劣化。

不仅如此，DSP 技术还具有在无线网络中使用高级信号处理算法的优点。这些算法可以在处理无线信道问题的同时，处理光链路劣化。

使用 DSP 还可轻松的开发自适应方案，更好的处理时变链路和未知链路。该算法可以调用输入/输出数据，而不需要进行复杂的测量。例如，大量研究已经可以实现使用 DSP 进行小区基站 RF 功率放大器线性化的工作。这些算法可以进行适

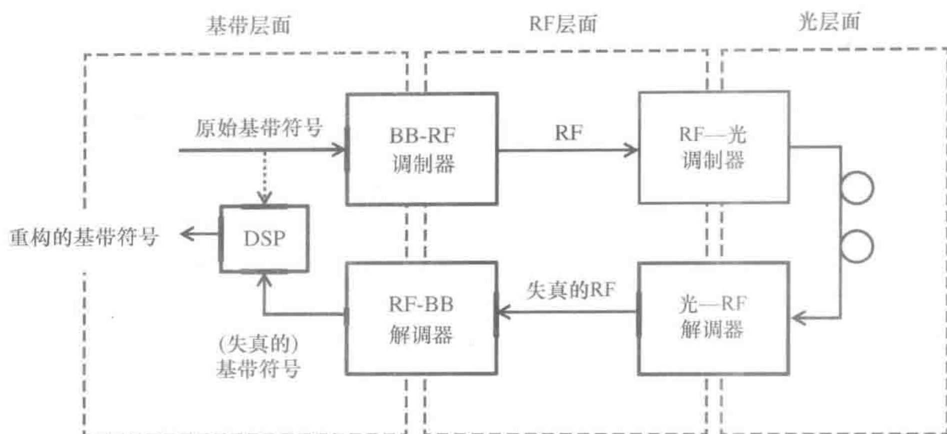


图 8.2 基带 DSP 如何可以有效减小 Fi - Wi 系统的失真

当的更新，用于 ROF 链路。

8.4 非线性系统的 DSP 基础

一个时域离散非线性有限维系统可以由如下动态方程式描述：

$$x_s(n+1) = F(x_s(n), u(n), n) \tag{8.1}$$

式中 $x_s(n)$ 为状态向量，$u(n)$ 为输入向量，n 为离散时间。我们假设输出与状态线性相关，噪声 $v(n)$ 例外。输出 $y_s(n)$ 可以写为

$$y_s(n) = Cx_s(n) + v(n) \tag{8.2}$$

如果有关状态的数学运算 $F(.)$ 为线性的，则式（8.1）变为式（8.3），我们称其为在状态上线性。这种情况下，下一个状态可以由当前状态的线性运算表示：

$$x_s(n+1) = F_1(u,n)x + F_2(u,n) \tag{8.3}$$

如果有关输入的数学运算 $F(.)$ 为线性，则式（8.1）变为式（8.4），我们成为在控制上线性。即下一个状态可以由输入的线性运算表示：

$$x_s(n+1) = F_3(x,n)u + F_4(x,n) \tag{8.4}$$

如果系统的状态和控制分别都为线性但不可合并，则我们称其为双线性系统，其可表示为

$$x_s(n+1) = Ax_s(n) + Bu(n) + \sum_{i=1}^{m} Du(n)x_s(n) \tag{8.5}$$

双线性系统可以是时变或是时不变的。而且，当 $A = B = 0$ 时，我们称这样的双线性系统为强双线性系统[91]。

如果一个系统可以只由当前和之前的输入完全描述，则我们称其为 Volterra 系统。通常，较轻微的非线性系统都可以由 Volterra 序列模型建模。我们将在 8.4.1

节中详细研究 Volterra 系统。

8.4.1 Volterra 级数模型

Volterra 系统模型是一个在非线性应用领域相对较成功的，非常通用的系统模型。这个模型表征了各个输出项和输入之间的函数关系，以及必要的高阶项。这个模型不需要知道中间状态。一个因果时间离散系统的输出 $d(n)$ 及其输入 $u(n)$ 可以有关系：

$$d(n) = h_o + \sum_{m_1=0}^{N_m} h_1(m_1)u(n-m_1) \tag{8.6}$$

$$+ \sum_{m_1=0}^{N_m}\sum_{m_2=0}^{N_m} h_2(m_1,m_2)u(n-m_1)u(n-m_2) + \cdots \tag{8.7}$$

式中 $h_p(\ldots)$ 为 p 阶 Volterra 核，N_m 为系统内存。虽然该式可以有无穷多高阶项，但通常对一个给定系统只需要几项即可。

Volterra 级数模型非常适用于 ROF 链路。ROF 链路有若干个中间参数，如光调制深度、输入 RF 功率，以及有效光功率。不过，通常一个给定的 ROF 链路只需要输入 RF 功率进行建模（其他参数都已固定）。这是因为失真只是输入 RF 功率的函数。不仅如此，通常，ROF 链路的幅度和相位响应（见图 8.1）只有轻微的失真，且为输入 RF 功率的连续函数。这些特点非常适合 Volterra 序列建模。Volterra 序列模型可以进行权重自适应优化，可以处理有记忆或无记忆的系统。

8.4.1.1 ROF 链路的记忆

一个非线性系统模型应该反映状态数或记忆阶数。在 ROF 链路中，从插入激光器这样既有静态又有动态非线性的器件开始，系统的非线性就一步一步加重。静态（无记忆）非线性可以直接从光电流曲线中观察到。我们可以对零状态无记忆非线性，假设一个简单的多项式[20]。

除此以外，半导体激光器还有动态非线性。它是光子 - 电子反应机制本征存在的。很多种方法都通过求解激光器速率方程，以描述这种动态现象[17,32]。

在调制频率上全通滤波的单模光纤本来就是一种无记忆器件。光探测器通常工作在线性区。虽然瞬态光信号可能会造成光电二极管饱和，但这种现象只会在很短时间内出现[51]。光接收器和 RF 放大器会有非线性且有记忆。激光器和探测器的阻抗匹配电路因为存在电感和电容，所以也有一定的记忆效应。

总而言之，ROF 链路会有一定程度的记忆。不过，这中记忆智慧在其记忆时间远超过采样间隔时，才会对基带建模产生影响。大量研究文献显示，这中记忆效应不会造成影响。ROF 链路的记忆通常在 10 个皮秒量级，而采样通常是 10 个纳秒量级（与系统比特率有关）。

在本书我们的讨论中，ROF 链路模型在离散时域为无记忆非线性系统。如果

读者认为这种无记忆假设不充分的话，可以很轻易将记忆效应引入 Volterra 级数模型。

8.4.2 离散时域问题

DSP 方法需要一个离散时间域。因为 ROF 链路实际上是一个模拟系统，所以我们需要以适当频率对 ROF 链路进行采样。采样频率应该刚好可以保留非线性特征。我们可以用两种方法，以离散时间域表示连续时间域系统[92, p.81]。

冲击不变量变换法：基本上，这种方法等效于用一个理想冲击函数进行采样。

双线性变换法：这种方法是一个从连续到离散时间域的非线性映射。

假如输入带宽为 B_{in}，则

$$f_s \geqslant 2NB_{in} \tag{8.8}$$

不过，最近一些基于 Zhu 广义采样定理[95]的结果[93,94]显示，对输入以 Nyquist 频率 $f_s \geqslant 2B_{in}$ 采样，要比对输出进行 Nyquist 频率 $f_s \geqslant 2NB_{in}$ 采样更合适。当非线性呈一一对应而可逆的时候，识别和补偿满足上述结果。

8.5 通频带复非线性系统的基带表示

ROF 链路和 Fi - Wi 信道实际上是一个带通系统。为了使用基带信号处理技术，我们需要将这个带通系统适当的转换为一个基带等效系统。通常，这种转换会生成一个复基带系统。这种情况下，它依然是非线性的。

因为分析复非线性系统会得到一个很长的复变函数表达式，本节将会展示一个复基带系统如何用两个正交实值基带系统表示。这种变换既可以处理线性系统，也可以处理非线性系统。

当一个 RF 信号通过一个非线性（带通）系统时，如 ROF 链路，所有的带通失真都会造成基带内幅度（AM/AM）和相位（AM/PM）失真。复基带系统如图 8.3 所示。图 8.3a 的输入信号可以表示为

$$q(t) = A(t)\cos[\omega_c(t) + \theta(t)] \tag{8.9}$$

其输出 $r(t)$ 为

$$r(t) = R[A(t)]\cos\{\omega_c(t) + \theta(t) + \phi[A(t)]\} \tag{8.10}$$

式中 R 为 AM/AM 失真系数，#为 AM/PM 失真系数。方程可以整理为

$$r(t) = R[A(t)]\cos(\phi[A(t)])\cos\{\omega_c(t) + \theta(t)\} - R[A(t)]\sin(\phi[A(t)])\sin\{\omega_c(t) + \theta(t)\} \tag{8.11}$$

它可以改写为

$$r(t) = r_p[A(t)]\cos\{\omega_c(t) + \theta(t)\} - r_q[A(t)]\sin\{\omega_c(t) + \theta(t)\} \tag{8.12}$$

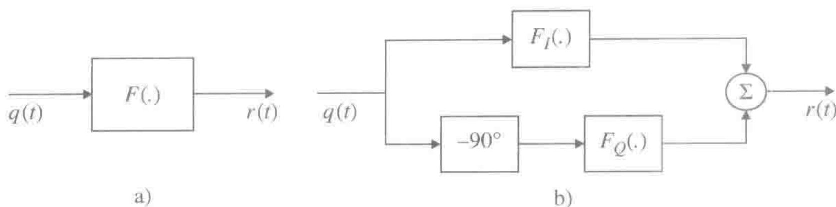


图 8.3 如何将一个复非线性系统分离为同相和正交实非线性系统
a）单复变系统 b）双实系统

其中：

$$r_{\mathrm{p}}[A(t)] = R[A(t)]\cos(\phi[A(t)]); \quad r_{\mathrm{q}}[A(t)] = R[A(t)]\sin(\phi[A(t)]) \tag{8.13}$$

这是一个重要的结论。式（8.13）表示了一个复基带系统可以由两个正交实系统表示。它仅仅包含 AM/AM 失真。本着这一理解，本书下面的非线性系统分析都将使用实值系数进行。

8.6 Fi－Wi 链路的非线性建模

考虑 ROF 链路的非线性，Fi－Wi 链路可以分别以三个复杂度层次建模：

1）将 ROF 链路假设为无记忆非线性系统，将无线信道假设为 AWGN。

2）将 ROF 链路假设为无记忆非线性系统，将无线信道假设为记忆线性系统。

3）将 ROF 链路假设为记忆非线性系统，将无线信道假设为记忆线性系统。

前面两种模型在实际中应用较多。第三种模型用于需要考虑光纤散射（有记忆）的时候。多模光纤 ROF 链路涉及这一情况。

9 ROF链路非线性的自适应补偿

上一章对使用补偿 Fi - Wi 链路失真的 DSP 技术基础进行了研究。本章将研究自适应滤波技术。高阶自适应滤波器可以用于 Fi - Wi 系统建模。自适应滤波器也可以用于 Fi - Wi 系统反演模型，从而补偿 Fi - Wi 链路传输带来的失真。

自适应滤波和静态滤波方案相比，在不明统计环境中的性能显著增强[96]。使用自适应滤波器对 Fi - Wi 链路进行建模和补偿可以充分发挥这一性质。通常，我们无法知道 Fi - Wi 系统精确的非线性特性，这些非线性来自很多器件和处理。

在本章中，我们考虑白高斯噪声（AWGN）无线信道和无记忆非线性光纤信道。当忽略无线信道的多径效应时，非线性补偿变得相当直接。当无线小区小，且视距接收谱线强时，AWGN 无线信道假设可以成立。这对应了微小区的情况。

9.1 ROF 链路的自适应模型

自适应滤波器是一种传输函数可以根据优化算法自我调整，以减小误差信号的滤波器。最小方均（Least Mean Squares，LMS）或递归最小二乘（Recursire Least Squares，RLS）算法等广泛应用的算法，可以优化滤波器权重，通过均方法，减小估计输出与期望输出之间的误差。当滤波器收敛时，均方误差会得到一个非常小的不可约值。由于这种优化算法的复杂度影响，大多数自适应滤波器为数字滤波器。

通常来讲，自适应处理包含了开销函数，它是滤波器性能优化的关键。开销函数支持了自适应算法，决定了如何更新滤波器传输函数，以减小下一循环的开销。

使用自适应滤波器的一个缺陷，是最小均方误差伴随着相对较长的收敛时间。因此，自适应滤波器通常不用于无线通信系统的均衡。所以，此方法似乎面临着实用性的问题。不过，ROF 链路参数只在极特定条件改变，所以它基本上是一个静态系统。因此，自适应算法不需要非常快速的执行。一旦自适应算法收敛，滤波器的权重就可以确定下来，可以一直使用，直到系统参数发生显著变化。所以，自适应滤波器模型和补偿适合 ROF 系统。不仅如此，如本章后文所示，当滤波器的抽头较少时，自适应滤波器的收敛时间也会足够快。ROF 系统就属于这一类情况。

9.1.1 Volterra 核优化

上一章，我们看到了 ROF 链路可以用 Volterra 系统建模。一个 Volterra 系统，可以由线性和高阶的 Volterra 核同时完整的定义。

数字 Volterra 系统的核的值，可以根据各种方法，包括自适应算法求得。使用自适应算法时，用自适应滤波器的抽头权重向量 $W(n)$ 表示 Volterra 核。Volterra 滤波器可由式（9.2）表示。其中 $w_k(\ldots)$ 为滤波器系数，$d_{est}(n)$ 为估计输出：

$$d_{est}(n) = \omega_o + \sum_{m1=0}^{N_m} w_1(m_1)u(n-m_1) \tag{9.1}$$

$$+ \sum_{m1=0}^{N_m}\sum_{m2=0}^{N_m} w_2(m_1,m_2)u(n-m_1)u(n-m_2) + \cdots \tag{9.2}$$

Volterra 核一般以多维形式定义系统的记忆和功率。不过，它可以以一个一维向量 $W(n)$ 表示，以方便自适应算法计算：

$$W(n) = [w_o(n);w_1(n);\cdots] \tag{9.3}$$

自适应滤波器的工作，是一个一个样本更新系数向量 $W(n)$，以确保估计误差 $e(n)=d(n)-d_{est}(n)$ 最小。

各种文献中介绍了很多自适应算法。这些算法大部分都可以进行系数更新，读者们可以在实际应用中尝试使用这些它们。我们在这里介绍 RLS 算法。它具有快速收敛的性质。

如式（9.4）所示，在 RLS 算法中，用减小指数权重开销函数求系数向量。其中 λ_{ff} 为遗忘因子，越长的误差采样代表权重越小，且二者成指数关系。λ_{ff} 的值通常在 0 和 1 之间。它类似于一个移动窗口函数，在非静态环境中消除前面数据造成的影响。它也可以控制收敛率：

$$J(n) = \sum_{k=1}^{n} \lambda_{ff}^{n-k}(d(k) - d_{est}(k))^2 \tag{9.4}$$

$W(n)$ 的最优解，即 $J(n)$ 最小，可由一个未知系统的输入自相关矩阵与输入输出互相关矩阵的乘积得到[96]。它可以表示为

$$W^{op}(n) = \mathscr{R}_{uu}^{-1}(n)\mathscr{R}_{ud}(n) \tag{9.5}$$

式中　$\mathscr{R}_{uu}(n)$ 是输入向量 $u(n)$ 的自相关矩阵，$\mathscr{R}_{ud}(n)$ 输入向量 $u(n)$ 和所求响应 $d(n)$ 的互相关矩阵。自适应算法可以一步一步的减小开销函数，直到滤波器权重接近最优值。

9.1.2　滤波器阶数和记忆

我们需要对 Volterra 型自适应滤波器的阶数和记忆做一些声明。在线性抽头滤波器中，" 阶数" 代表了延迟抽头数，也表示了滤波器记忆。不过，Volterra 滤波器的“阶数”概念没有那么直接，因为 Volterra 滤波器同时有抽头延迟（记忆）项和高阶（次数）项。因此，我们需要按照惯例，在文中，以“阶数”代表 Volterra 滤波器的最高次。抽头延迟数只表示滤波器的记忆（N_m，如式（9.2）所示）。

如 8.4.1 节所述，ROF 链路可以假设为一个数 Mbit/s 速率的无记忆系统。因此，我们可以将 ROF 链路用无记忆 Volterra 滤波器建模（$N_m=0$）。所以，滤波器

的阶数在这里代表滤波器的最高次数㊀。

最小均方误差（MMSE），$E[e^2(n)]$，可以作为选择滤波器阶数的标准。合适的滤波器阶数，是可以满足所需 MMSE 的最小整数。

基于自适应滤波器方案建模的 ROF 链路的区块图如图 9.1 所示。图中，ROF 链路和自适应滤波器的输入都用 $U(n)$ 表示。它们的输出分别为 $d(n)$ 和 $d_{\mathrm{est}}(n)$，一个符号一个符号的进行比较，生成误差 $e(n)$。自适应算法根据这个误差计算滤波器系数㊁。滤波器系数不断进行更新直到误差足够小。

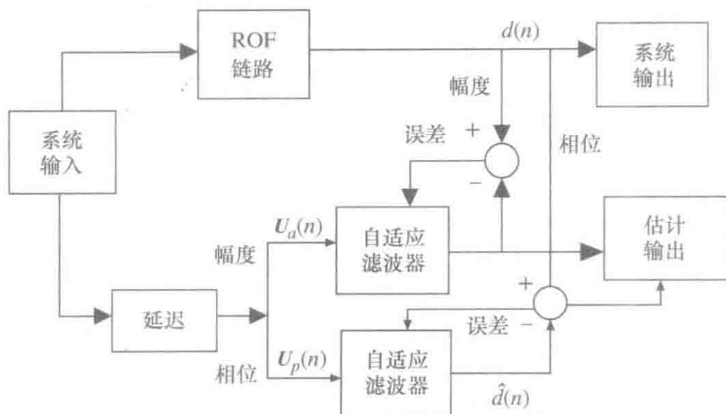


图 9.1 自适应模型方案的详细配置

注意 ROF 链路是一个复基带非线性系统，它同时存在幅度和相位失真。不过，如前一章所述，一个复基带非线性系统可以建模为两个正交实非线性系统。我们可以用 Cartesian 坐标表示两个实系统，这时只存在幅度失真，如 8.5 节所述。

相似地，复基带非线性系统也可以用极坐标表示两个实系统。一个实系统对幅度失真建模（或反建模），而另一个实系统对相位失真建模（或反建模）。这样的幅度和相建模配置如图 9.1 所示。该配置略便于分开处理 AM/AM 和 AM/PM 失真。注意，通常幅度和相位失真都只和输入 RF 功率有关。

在图 9.1 的幅度和相位非线性配置中，$U_{\mathrm{a}}(n)$是幅度建模滤波器的输入向量，$U_{\mathrm{p}}(n)$是相位建模滤波器的输入。幅度滤波器的输入 $U_{\mathrm{a}}(n)$如式（9.6）所示，其中 K 是滤波器的阶数，$a(n)$是输入幅度；$p(n)=a^2(n)/2$ 是假设 1Ω 电阻负载时的输入功率。

$$U_{\mathrm{a}}(n) = [1;p(n);p^2(n);\cdots\cdots p^K(n)] \tag{9.6}$$

图 9.1 中 ROF 链路的输出相位与输入相位线性相关，而与输入幅度非线性相关。因此，相位建模滤波器 $U_{\mathrm{p}}(n)$可如下表示：

$$U_{\mathrm{p}}(n) = [1;p(n);p^2(n);\cdots\cdots p^K(n),\theta(n)] \tag{9.7}$$

㊀ 严格来讲，AM/PM 失真代 1 表了记忆。不过，加入系统的时间常数比调制频率周期小很多的话，则可将这个系统考虑为类无记忆系统[97]。在类无记忆系统中，在且只在某个瞬间，输出的幅度和相位是输入功率的函数。对较大时间常数的系统而言，建模也需要考虑前面采样的影响。

㊁ 可以在滤波器中插入延迟以匹配 ROF 链路延迟。不过，实际上，这个延迟要比采样间隔小很多，通常可以忽略。

图 9.2 表示了如何用自适应算法对无记忆 Volterra 系统的幅度响应建模。该图阐明了自适应算法一个非常有用，但不常见的用法。我们需要对此仔细观察。通常，自适应滤波器用抽头延迟并有记忆。不过，图 9.2 中是一种无记忆的结构。在图中，滤波器权重与高阶项相乘代替了延迟符号。因此，此配置同样可以自适应的求多项式系数。

图 9.3 表示了如何用自适应算法对无记忆 Volterra 系统的相位响应建模。由于 ROF 链路的幅度和相位失真都与输入功率有关，所以图 9.2 和图 9.3 并没有太大区别。不过，图 9.3 中存在对输入相位的附加权重 W_θ。在 ROF 链路中，W_θ 的最优值是一个常数相位延迟。

当 Volterra 系统（ROF 链路）存在记忆时，可以考虑添加抽头延迟。例如，图 9.4 中用自适应算法对一个刚好只有一个单位记忆的 Volterra 系统进行了建模㊀。注意，这里对恒定、线性，和每个高阶输入只适用了一个抽头延迟。权重向量的长度为 2K。我们可以根据记忆增加而添加更多的抽头延迟。不过，滤波器的复杂度（和权重向量的长度）会随着延迟组件的增加快速增加。这种情况下，不仅仅是长度增加，而且每个权重向量集的统计属性也会发生改变。传统自适应算法适合线性系统，它以相同方式处理所有权重向量。当每个权重向量集的统计属性不同时，标准自适应算法将会难以收敛，必须进行适当的改造。这一课题还有待更多研究。

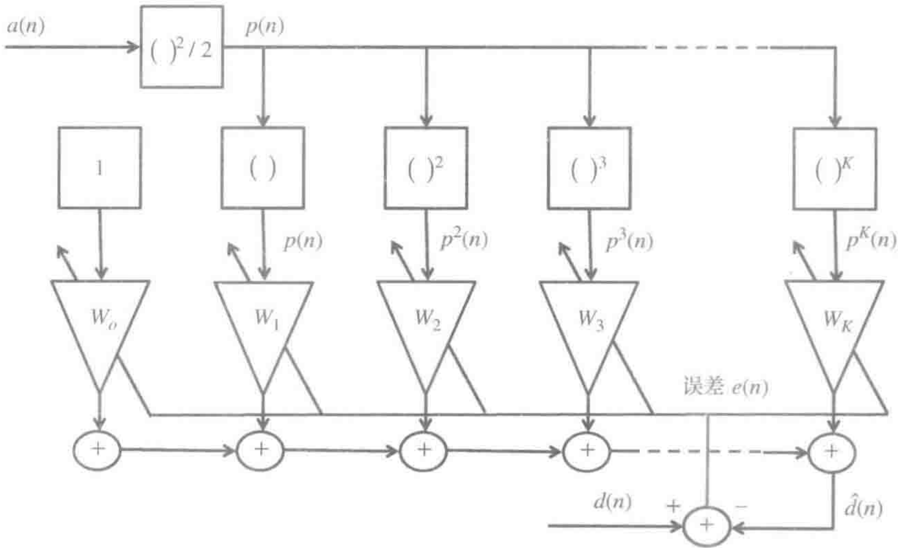


图 9.2 K 阶无记忆 Volterra 系统幅度响应的自适应模型

㊀ 指 AM/AM 系统。AM/PM 系统也可用相似方法建模。

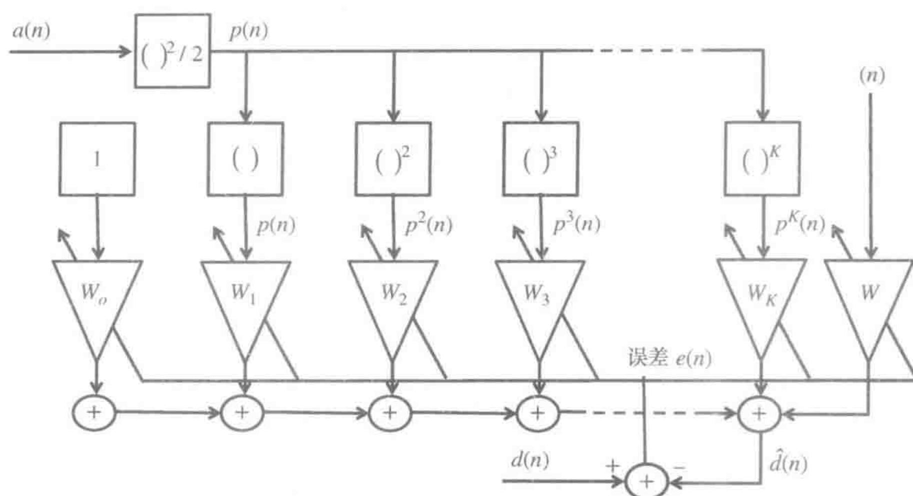


图 9.3 K 阶无记忆 Volterra 系统相位响应的自适应模型

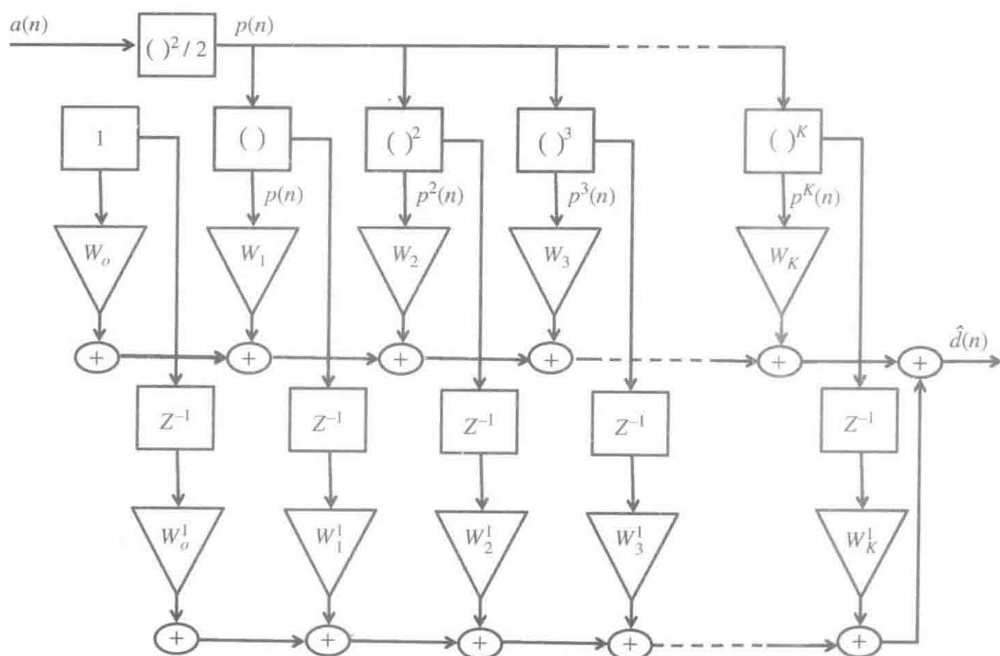


图 9.4 有一个单位记忆的 K 阶无记忆 Volterra 系统的自适应模型

9.1.3 实例研究

我们对 ROF 链路的无记忆 Volterra 模型的权重计算进行了仿真。我们用 MATLABTM 环境中的 SimulinkTM 软件实现自适应滤波器。我们以图 9.1 所示结构模拟 ROF 链路，传输向量化符号以配置滤波器。仿真每个时间片段循环 2000 次。在静态环境中遗忘因子 λ_{ff}设为 1。$p(n)$ 在仿真中在 0 和 2mW 的 p_{max}范围内变化。

9.1.3.1 幅度响应建模

MMSE 和滤波器阶数的关系如图 9.5a 所示，其中当 SNR 为 20dB，$K=3$ 情况下可得到足够低的 MMSE 2.1291×10^{-5}。增加 K 只会极微小的减少 MMSE。因此，可以认为三阶滤波器适合对特定 ROF 链路的 AM/AM 失真建模。注意其收敛性是 $p_{\max}$（动态范围）和 SNR 的函数。我们同时给出了 SNR 为 10dB 时的曲线以供参考。

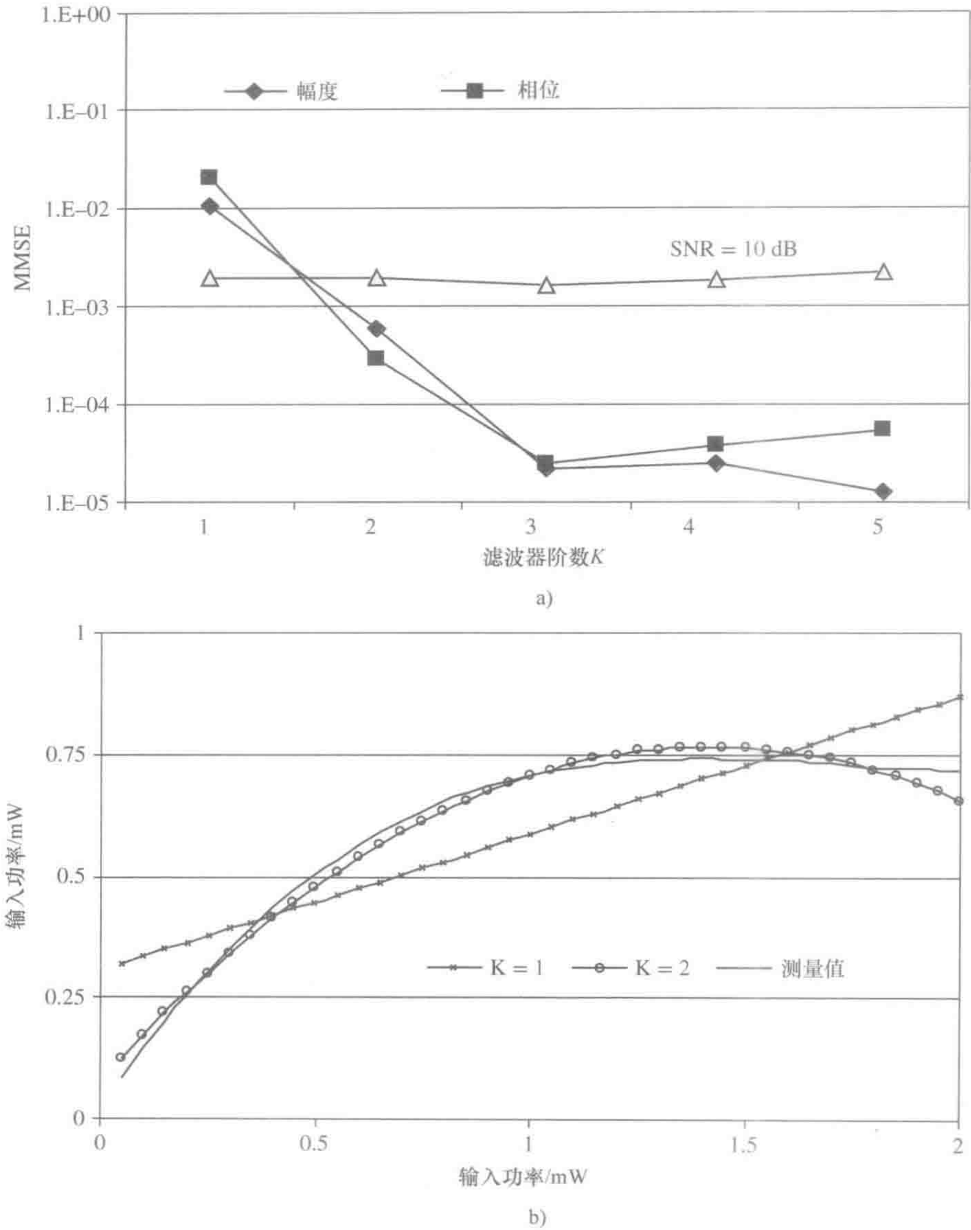


图 9.5 用 RLS 自适应滤波器对 ROF 链路建模

a）MMSE 和 RLS 自适应滤波器阶数之间的关系 b）测量和仿真数据

在 10dB 的 SNR 情况下，MMSE 值与滤波器阶数无关。这表明，噪声（或噪声存在与否）对滤波器收敛性起到关键作用。

图 9.5b 表示了滤波器输出响应的测量值和估计值，K 取 1，2，3。当 $K \geqslant 3$ 时，我们可以得到非常好的估计结果。即使是对 $K=2$ 情况，估计值也与测量值接近。

收敛后，抽头权重包含三阶多项式系数，如式（9.8）所示。DC 幅移（第一项）大约为 0.2。这是零输入时的输出。很有趣的是，这个值与本底噪声相同。

$$\boldsymbol{W} = [0.01966;1.3275;-0.7914;0.1509] \tag{9.8}$$

9.1.3.2 相位响应建模

我们根据图 9.5a 模型，根据不同滤波器阶数，对相位补偿的 MMSE 进行了计算。如图所示，$K=3$ 时，MMSE 为 2.3949×10^{-5}。因此，可以认为三阶滤波器同样适合对特定 ROF 链路的 AM/PM 失真建模。抽头权重向量如式（9.9）所示。注意，输入相位的权重（W 的最后一项）为 1，它代表了输出相位时输入相位的线性函数。常数项为 2.5159 弧度，或 144°。这是如图 8.1 中输入功率几乎为零时的相移。

$$\boldsymbol{W} = [2.5159;-1.5765;0.6060;-0.0276;1.0001] \tag{9.9}$$

从仿真可得，ROF 链路的三阶无记忆 Volterra 滤波器建模，或三阶多项式建模，有足够好的精度。其他研究也支持这一结论。Nakagawa 等人的研究表明，在静态条件下，激光器可以用三阶多项式建模[87]。与此相似，Bosh 等人的研究显示，RF 功率放大器也可以用三阶多项式近似[97]。

9.1.3.3 噪声影响

建模精度与 SNR 也有关。结果显示即使 SNR 较低时，滤波器也可捕捉信号的有效值。不过，噪声功率会造成 MMSE 也较高。从图 9.5a 可以看出，当 SNR 较低时（SNR = 10dB），MMSE 较高，且与滤波器阶数无关。

9.2 非对称补偿

对非线性系统（ROF 链路）进行适当补偿，是无失真通信采用的一种方法。在 Fi-Wi 系统中，对正向和反向链路的补偿最好配置在中心基站。这一非对称补偿的复杂配置如图 9.6 所示。

非对称架构有很多优点。它不需要对移动终端进行升级，这意味着用户可以自由在 Fi-Wi 系统和其他无线网络间漫游。将复杂工作放在基站而不是在移动端更易于接受，因为基站的建设费用是平摊在很多用户上的。不仅如此，集总处理也便于维护和升级。

在非对称配置中，在上行方向，RF 信号从移动终端首先经过空中接口，然后通过 ROF 链路。信号经过带通滤波、放大，基带解调。基站是进行后验补偿滤波，

纠正非线性失真的最好位置。在下行方向，从基站发出的基带符号会先经过预补偿，随后进行基带 - RF 调制。随后，RF 信号通过 ROF 链路和无线信道，失真会在这一过程中混入信号中。

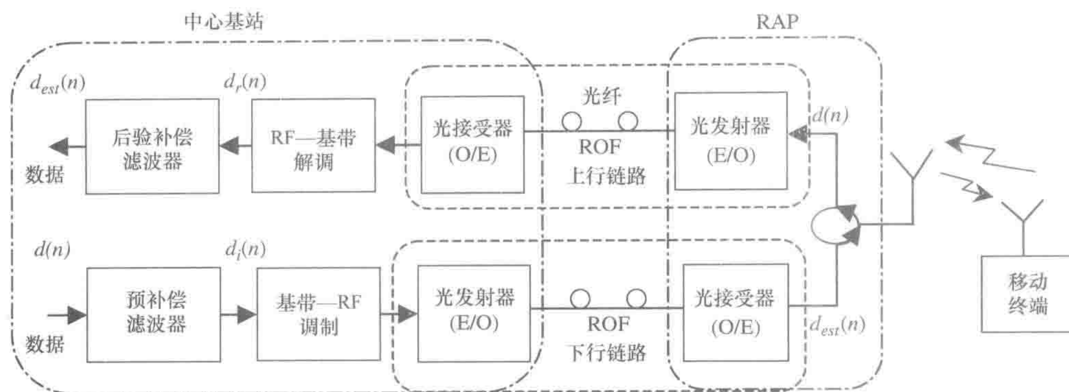


图 9.6 Fi - Wi 链路的非对称补偿配置

9.2.1 预补偿与后验补偿

对实际中用于非线性补偿的数字滤波器，对 F（.）求反是可行的，其中 F（.）是原始失真函数。根据在非线性信道前补偿或在非线性信道后补偿的不同，它的约束条件也不相同（见图 9.7）。

9.2.1.1 预补偿

通过预补偿进行线性化，其约束条件如式（9.10）所示，其中 $G(.)$ 为一个反非线性函数。通常，由预补偿进行线性化，比通过后验补偿进行线性化更难实现。这是因为非线性失真会出现在预补偿的补偿滤波器之后，而补偿过程必须对此进行估计：

$$F(G(x)) \propto x \tag{9.10}$$

通常，预补偿方案同时校正幅度和相位失真。不过，校正饱和幅度通常较困难，这是因为预补偿滤波器的输出幅度必须足够大以克服饱和。当进入强饱和区时，预补偿滤波器会支持非常高的输入振幅（输入 ROF 链路），这可能会造成激光器二极管损坏。为了避免饱和，有些时候，我们需要在预补偿线性化过程中减小动态范围（幅度衰减）。

与此相反，预补偿方案进行相位非线性的校正通常较容易实现。这是由于如下两个原因。首先，任何相位校正都可以在不损伤激光器二极管的情况下混入输入信号。其次，相位失真是输入 RF 功率的函数，它在预补偿阶段已知[⊖]。

9.2.1.2 后验补偿

后验补偿是针对接受信号进行适当的校正。例如，如 $G(.)$ 是 $F(.)$ 的反函数，则后验补偿的线性化的约束条件如式（9.11）所示：

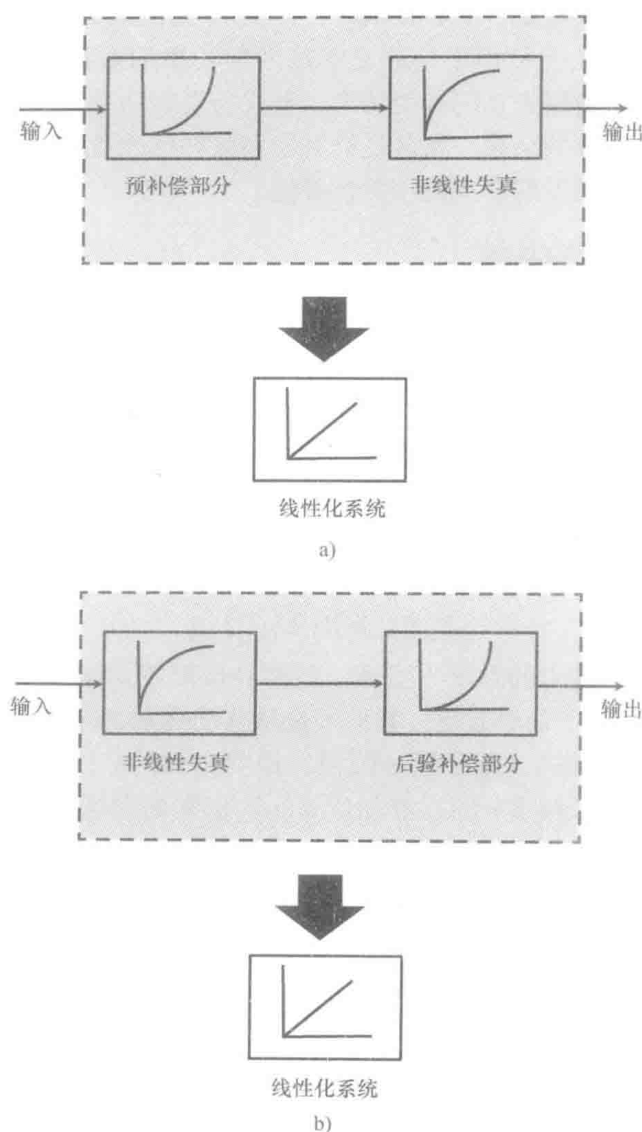


图 9.7　对非线性失真的预补偿与后验补偿

a）预补偿方法　b）后验补偿方法

$$G(F(x)) \propto x \tag{9.11}$$

后验补偿通常可以处理大多数非线性，包括常见的饱和失真，以及不那么常见的指数递增失真。指数递增失真通常出现在雪崩二极管中[41]。对于饱和失真，后验补偿滤波器会单纯的在饱和区增加更多的增益（以及在必要时，在下端减少增益）。这一方法在 ROF 链路之后进行，所以不会造成激光器二极管损坏。

㊀ 后验补偿与此不同，如下文所述。

一个需要注意的问题是，后验补偿时，Volterra 滤波器的输入是 ROF 链路之后的接收功率，而失真是进入 ROF 链路之前的发射功率的函数。这两者功率存在非线性的关系。因此，使用失真的接受功率，替代与发射功率相关的失真，作为补偿条件，不会得到非常好的结果。尤其是针对饱和区补偿的情况更是如此。这是因为在饱和区，接收功率和发射功率的相关性很低。

9.2.2 非对称补偿的共性

在本节中，我们将会描述针对后验补偿和预补偿自适应滤波器进行优化的通用方法。注意在两种非线性补偿情况中，可以用 Volterra 系统建模的 ROF 链路，是自适应滤波器对应的另一个 Volterra 系统的反演模型。在收敛后，补偿滤波器的抽头权重将会是一个高阶函数，它是原始非线性函数的反函数。使用 RLS 自适应算法对权重进行优化的方法，如 9.1 节所述。自适应算法的工作是逐一样本更新权重向量 $W(n)$，以将所求输出 $d(n)$ 和估计输出 $d_{\mathrm{est}}(n)$ 之间的估计误差 $e(n)$ 的均方值减少到最小：

$$e(n) = d(n) - d_{\mathrm{est}}(n) \tag{9.12}$$

该方案可在图 9.6 中的系统中实现。后验补偿配置如图 9.8b 所示，预补偿配置如图 9.8a 所示。为了简单起见，我们假设从移动终端到基站间，除了 ROF 链路外，所有组件均为线性的。基于这一假设，接受序列的非线性失真只发生于 ROF 链路。现在，考虑一个幅度 $a(n)$ 和相位 $\phi(n)$ 已知的训练序列 $d(n)$，在 ROF 链路传输：

$$d(n) = a(n)e^{\mathrm{j}\phi(n)} \tag{9.13}$$

在上行链路方向，移动终端发射 $d(n)$。我们可以假设 $d(n)$ 在 RAP 不会出现任何 AWGN 无线信道失真。在通过 ROF 链路之后，接收符号 $d_{\mathrm{r}}(n)$ 存在失真幅度 $a_{\mathrm{r}}(n)$、相位误差 $\theta_{\mathrm{r}}(n)$：

$$d_{\mathrm{r}}(n) = a_{\mathrm{r}}(n)e^{\mathrm{j}[\phi(n)+\theta_{\mathrm{r}}(n)]} \tag{9.14}$$

在下行链路方向，中心基站发射 $d(n)$。在通过预补偿后，内部信号 $d_{\mathrm{i}}(n)$ 存在幅移 $a_{\mathrm{i}}(n)$、相移 $\theta_{\mathrm{i}}(n)$，作为 ROF 链路的输入：

$$d_{\mathrm{i}}(n) = a_{\mathrm{i}}(n)e^{\mathrm{j}[\phi(n)+\theta_{\mathrm{i}}(n)]} \tag{9.15}$$

在上行和下行双方向上，组合系统（滤波器加 ROF 链路）的输出为 $d_{\mathrm{est}}(n)$。它具有幅移 $a_{\mathrm{est}}(n)$，和相移 $\phi_{\mathrm{est}}(n)$：

$$d_{\mathrm{est}}(n) = a_{\mathrm{est}}(n)e^{\mathrm{j}[\phi(n)+\theta_{\mathrm{est}}(n)]} \tag{9.16}$$

在双（上行和下行）方向上，$d_{\mathrm{est}}(n)$ 将和 $d(n)$ 进行比较。在上行链路，$d_{\mathrm{est}}(n)$ 在中心基站与预存的 $d(n)$ 进行比较。在下行链路，$d_{\mathrm{est}}(n)$ 只能经由 RAP 回传到基站进行比较。这一过程有若干难点，我们将在 9.3 节进行讨论。在任一情况中，因为滤波器反演了链路模型，在收敛后的 $d_{\mathrm{est}}(n)$ 将会接近 $d(n)$，而误差 $e(n)$ 将会趋近于零。这意味着 $\theta_{\mathrm{est}}(n)$ 将会趋近于零，而 $a_{\mathrm{est}}(n)$ 将会趋

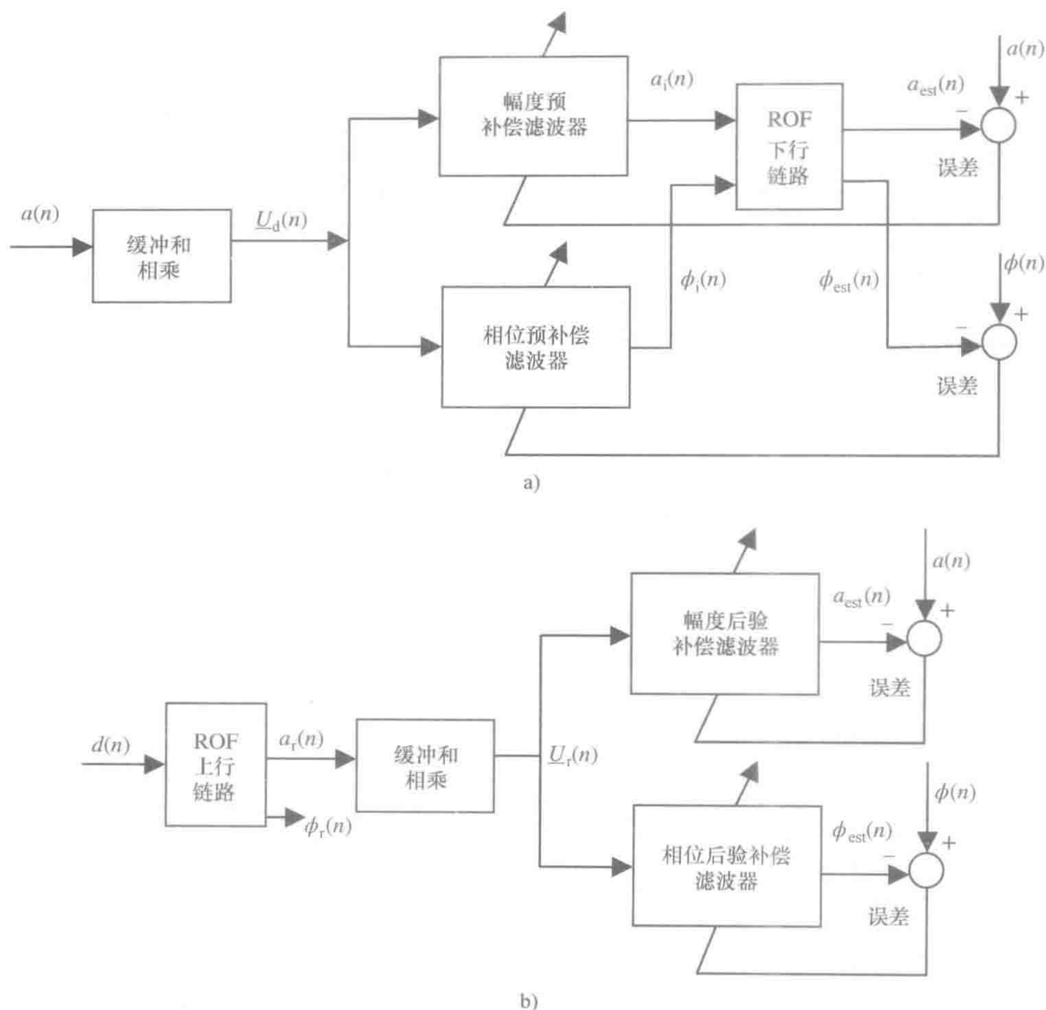


图 9.8 非线性自适应滤波器的训练配置（版权归 IEEE[82] 所有）

a）预补偿滤波器的训练配置 b）后验补偿滤波器的训练配置

近于$a(n)$。假如我们定义$\phi_{est}(n)=\phi(n)+\theta_{est}(n)$，则$\phi_{est}(n)$ 将会趋近于$\phi(n)$。假设每一位置有 1Ω 的负载电阻，则 RF 功率对应的符号为

$$p(n)=a^2(n)/2 \tag{9.17}$$

$$p_r(n)=a_r^2(n)/2 \tag{9.18}$$

现在，自适应滤波器可以根据 RF 功率补偿基带符号。因为幅度与相位的非线性彼此相关性很小（见图 8.1），所以分开对幅度和相位滤波会得到更好的效果。两个滤波器有相同的架构，只是幅度补偿的系统输出是和 $a(n)$ 比较的结果，而相位补偿的系统输出是和 $\phi(n)$ 比较的结果。对上行和下行链路都是如此。这一配置如图 9.8 所示。无记忆补偿滤波器对大多数无线系统的常见数据速率都可胜任。在这些应用中，$\phi(n)$ 可以设定为零，Volterra 序列表达式如式（9.2）简化的多项式所示。现在，定义后验补偿滤波器的抽头输入向量 $U_r(n)$ 为

$$U_{\mathrm{r}}(n)=[1;p_{\mathrm{r}}(n);p_{\mathrm{r}}^{2}(n);\cdots;p_{\mathrm{r}}^{N_{\mathrm{r}}}]^{\mathrm{T}} \tag{9.19}$$

$U_{\mathrm{r}}(n)$ 对幅度和相位补偿滤波器相同。不过其阶数 N_{r} 不需要相同。输入向量与幅度后验补偿滤波器的权重向量 $W_{\mathrm{a}}(n)$ 相乘，得到输出 $a_{\mathrm{est}}(n)$，如式（9.20）所示。与此相似，$U_{\mathrm{r}}(n)$ 与相位后验补偿滤波器的权重向量 $W_{\phi}(n)$ 相乘，得到输出 $\phi_{\mathrm{est}}(n)$，如式（9.21）所示：

$$a_{\mathrm{est}}(n)=W_{\mathrm{a}}(n)U_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}}(n) \tag{9.20}$$

$$\phi_{\mathrm{est}}(n)=W_{\phi}(n)U_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}}(n) \tag{9.21}$$

这意味着滤波器的输出，是输入 RF 功率的一个加权多项式函数。注意在后验补偿中，ROF 链路输出功率 $p_{\mathrm{r}}(n)$ 是滤波器的输入，而失真是 ROF 链路输入功率$p(n)$ 的函数。这个问题已在 9.1.3 节中详细讨论过。随后，$a_{\mathrm{est}}(n)$ 和 $\phi_{\mathrm{est}}(n)$ 与预存的 $a(n)$ 和 $\phi(n)$ 分别进行比较，生成如图 9.8b 所示的误差项。

在下行链路方向，预补偿滤波器的抽头输入向量 $U_{\mathrm{d}}(n)$ 定义为

$$U_{\mathrm{d}}(n)=[1;p(n);p^{2}(n);\cdots;p^{N_{\mathrm{d}}}]^{\mathrm{T}} \tag{9.22}$$

注意，和上行链路不同，$U_{\mathrm{d}}(n)$ 包含原始符号 $d(n)$ 的 RF 功率，它可以简化预补偿。该输入向量与幅度和相位滤波器的权重向量分别相乘，各得到 $a_{\mathrm{i}}(n)$ 和 $\phi_{\mathrm{i}}(n)$，如图 9.8a 所示。不过，注意 $a_{\mathrm{i}}(n)$ 和 $\phi_{\mathrm{i}}(n)$ 在比较前会通过 ROF 链路，得到 $a_{\mathrm{est}}(n)$ 和 $\phi_{\mathrm{est}}(n)$。

9.2.3 自适应 DSP 补偿的实例研究

9.2.3.1 幅度预补偿

图 9.9 所示为一个典型的三阶无记忆多项式滤波器的预补偿结果。绿色曲线为 ROF 链路未补偿的输出。在不进行衰减的情况下，使用三阶滤波器进行饱和补偿并不是容易。红色曲线是其结果。它显示了我们预想的预补偿滤波器的输出。我们可以看出，当 ROF 链路高幅度输出时，补偿滤波器的输出幅度也较高。这种方案不可行。而预补偿线性滤波器对动态范围进行了 30% 的衰减。在这种情况下，我们可以进行适当的补偿。结果如图中蓝色曲线所示，该滤波器线性化的曲线近乎于直线。因此，我们可以做出结论，幅度预补偿必须在弱饱和情况下（或进行衰减）才可实现。

9.2.3.2 相位预补偿

结果显示，相位预补偿工作非常良好。二阶滤波器就可得到小于 +/ -0.01 弧度的误差。这是因为相位失真是输入 RF 功率的函数，它与滤波器输入 RF 功率相同。不仅如此，相位值可以在不考虑损坏 E/O 转换器的情况下简单调整。

9.2.3.3 幅度后验补偿

幅度后验补偿在弱补偿非线性情况下可以相对较好的工作。二阶滤波器的线性化幅度响应，以及未补偿的信道输出如图 9.10 所示。补偿输出可以呈线性还原 90% 峰值输入。

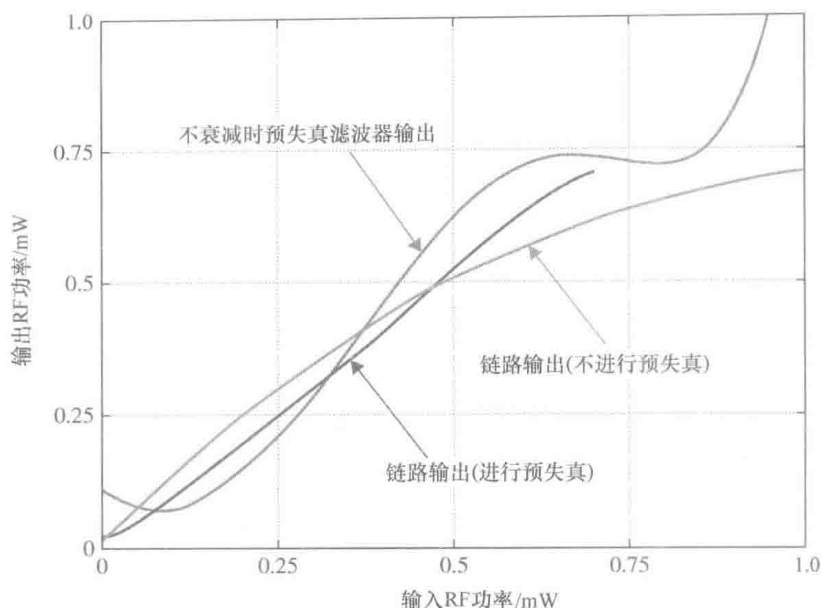


图 9.9 三阶滤波器的幅度预补偿

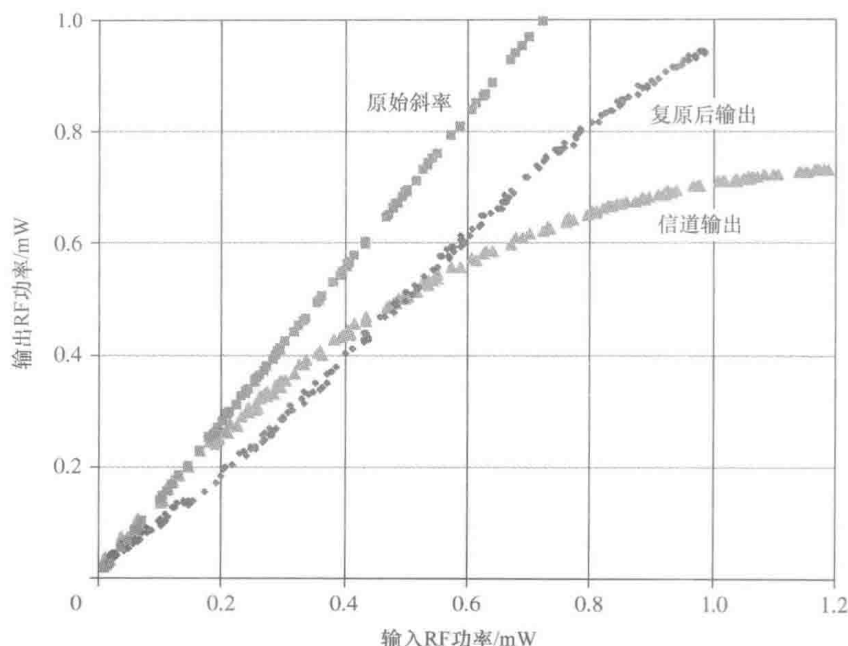


图 9.10 二阶滤波器的幅度后验补偿（来源：Fernando 等人［2002］版权归 IEEE 所有）

但是，当饱和很严重时，后验补偿也无法得到较好的结果。这是因为滤波器输入功率 $p_r(n)$ 和输出估计 $p(n)$ 之间的相关性在强饱和区快速下降所致。图 9.11 显示，在强饱和区（输入功率 > 1.2mW），即使使用五阶滤波器，依然无法得到满意的线性结果。我们可以看到即使在在较低电平出，也能看到斜率明显的波动。线

性（五阶）滤波器在强饱和区无法使用，它甚至出现了负功率这种不可能的结果。

9.2.3.4 相位后验补偿

相位后验补偿的一个问题是，相位失真是 ROF 链路输入 RF 功率的函数。而相位校正滤波器只能以 ROF 链路的输出功率做参考。注意当以失真的输出作为输入时，误差会在高输入幅度处增加。这是因为 $p(n)$ 和 $p_r(n)$ 的相关度很低，而滤波器使用了 $p_r(n)$，但是失真却是 $p(n)$ 的函数。

为了减小这个问题的影响，需要将复原的（线性的）RF 功率反馈给相位后验补偿滤波器。这一配置如图 9.12 所示。通过仿真可以验证得到，当衰减后的动态范围为 1mW（83.3%）时，这一配置下的相位误差小于 +/－0.03 弧度[㊀]。

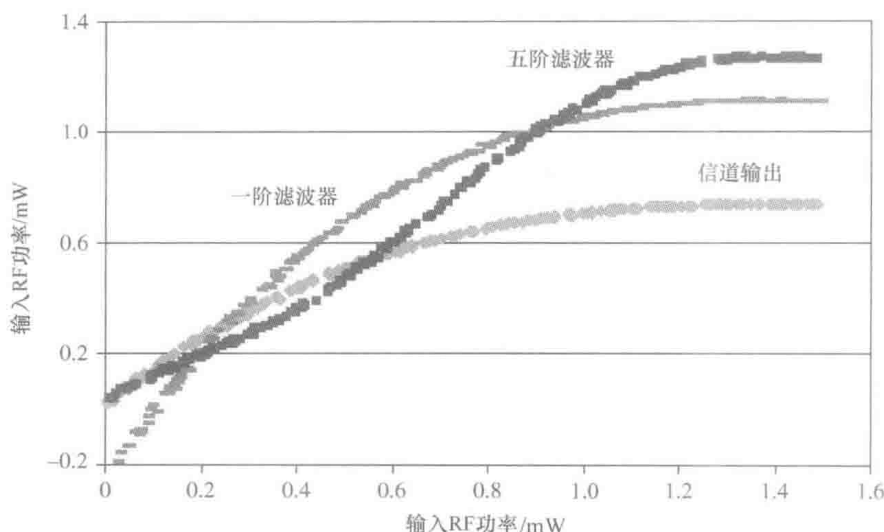


图 9.11 不同阶滤波器的幅度后验补偿（版权归 IEEE[82] 所有）

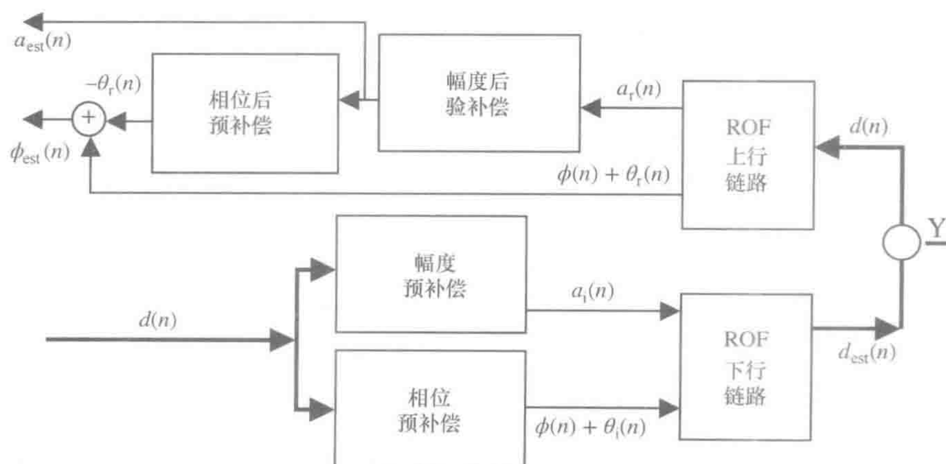


图 9.12 最终的非对称补偿配置（版权归 IEEE[82] 所有）

㊀ 为了限制幅度复原滤波器而减小动态范围。

9.2.4 查询表与自适应滤波补偿

基带 DSP 非线性补偿，不论是在链路前或后进行，都可以以不同方式实现：

基于查询表的补偿：这种方法将全动态范围分为很小的片段。因为这些片段很小，每个表项都可以认为是线性的。表项反映了每个片段内幅度和相位的校正值，其是输入功率的函数，它们最终构成了查询表。在传输中可以进行校正工作。根据一些学习算法可以生成表项[98]。基于查询表的补偿广泛用于 RF 放大器的线性化。

基于高阶自适应算法的补偿：非线性系统可以根据 Volterra 序列模型建模。另一个 Volterra 系统则对原始非线性模型进行反演。两个模型的系数，可以由实际系统的输入/输出数据自适应生成。在传输中，可以使用反滤波进行信号补偿。该技术已在本章详细讨论过。

使用高阶滤波器而不使用查询表进行补偿时，只需要在预补偿滤波器储存几个抽头权重。当非线性是一个缓变连续函数，且可以在给定动态范围内得到精确的反多项式时，高阶滤波器补偿才可能实现。这种条件不是总可以被满足。当反演模型无法用 Volterra 系统精确表示时，查询表可以得到更好的结果。通常，查询表可以校正大多数、甚至很复杂的剧烈变化的非线性。但是，生成查询表是一件很困难的工作。在训练中，输入功率需要以非常小的步长增加；而表中需要存储这些步长的每个校正值。

9.3 总结

在本章中，我们研究了 ROF 链路非线性自适应非对称基带数字补偿方案。我们还进行了一个典型实验/数值实例研究，以方便理解这个技术。表 9.1 总结了正向和反向链路补偿方案的配置，以得到最好的结果。

DSP 方法最突出的优势在于，自适应滤波器的参数与 ROF 链路物理参数无关。因此，不需要对链路组件进行实验测量。滤波器系数可通过在 ROF 链路中传输一个已知训练序列求的。基于训练的自适应算法非常适用于无线通信环境。在这一领域中 DSP 已得到广泛应用。另一个优势是 ROF 链路是一个静态系统。因此，不需要对滤波器进行频繁训练。

在 ROF 链路中实现自适应补偿方案，还需要注意以下几个实际问题：

1）我们假设 ROF 链路为无记忆、弱非线性系统。实际情况不总是满足这一假设。当考虑光纤色散时，就需要考虑 ROF 链路的记忆。

2）另一个问题是训练预补偿滤波器。在中心基站的预补偿滤波器需要得到输出估计（$a_{est}(n)$ 和 $\phi_{est}(n)$）。这通常不容易实现。有两种方法可以完成这一工作：

a）由移动终端向中心基站发送 $a_{est}(n)$ 和 $\phi_{est}(n)$。不过，这些符号在 ROF

上行链路中也会遭遇失真。处理这一问题的一种途径是，先完成上行方向的补偿，在进行下行方向的补偿。

b）另一个解决办法是，在调制后立刻反馈 E/O 转换器的输出。这种方法需要一个光纤分光器和一个 O/E 转换器。这是一种稍微复杂的办法，因为中心基站要完成所有这些工作。这一配置如图 9.13 所示。该配置有一个需要注意的地方，在于 RAP 中的 RF 放大器非线性失真没有被补偿。

3）实际的 DSP 滤波器无法处理不断变化中幅度值。因此，需要另外进行合适的 A/D 和 D/A 转换处理。

表 9.1 非对称无记忆补偿方案总结

补偿类型	幅度	相位
后补偿	略微衰减后可很好工作	使用预存幅值进行估计时，可很好工作
预补偿	需要进行足够衰减，以使激光器有功率处理的裕度	因为失真是输入功率的函数，而滤波器使用相同输入功率进行估计，所以可很好工作

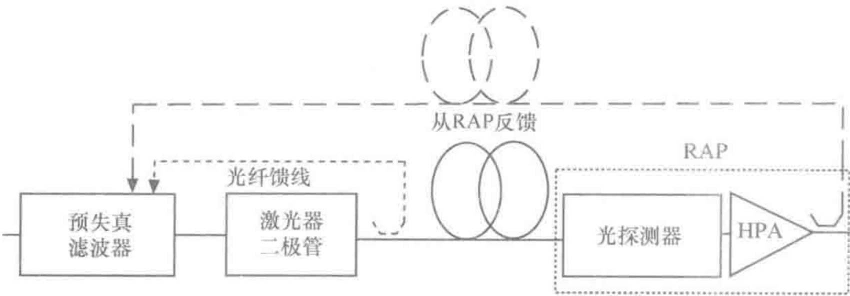


图 9.13 预补偿滤波器的训练配置

不仅如此，我们为了对问题分而治之，假设除 ROF 链路之外的所有组件都是理想的。这些组件的非线性需要被考虑到（特别是在无线信道），以得到完整的解决方案。这些内容将会在后面各章讨论。

10　Fi - Wi 信道的联合估计

在上一章中，我们在 AWGN 无线信道条件下，研究了基带自适应信号处理技术对 Fi - Wi 系统性能的改进作用。在高速无线链路中，无线信道的多径特性显著。因此，在本章和下一章中，我们将会综合考虑多径无线信道和非线性光学信道级联的情形，并对这种组合系统进行联合评估。

10.1　Fi - Wi 链路的 Wiener 和 Hammerstein 系统模型

我们在第 2 章中研究了无线信道的一些重要问题。多径传播毫无疑问是一个主要问题。多径传播会造成接收端收到多个不同延迟的发射信号。当符号持续时间小于延迟扩散时，多径传播会导致码间串扰的发生。因此，无线信道的记忆可以定义为交叉扩散的延迟信号数㊀。在 Fi - Wi 系统中，ROF 链路非线性会混入无线信道记忆中，从而非常难以处理。

Fi - Wi 组合信道是一个有记忆的非线性系统，其同样可以用 Volterra 系统建模。不过，非线性有记忆系统的 Volterra 序列分布有几个显著的缺陷，需要结合输入/输出测量进行表征[99]：

收敛性：许多种常见的非线性系统——如饱和非线性——因其对所有输入都收敛，而无法用 Volterra 序列充分表征。

可测性：只有在每个 Volterra 算符的贡献可从其他系统响应中分离的情况下，Volterra 核才可测量。而这种情况通常较难出现。

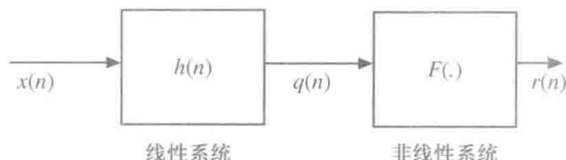


图 10.1　Wiener 系统的区块图（仿 Fi - Wi 上行链路）

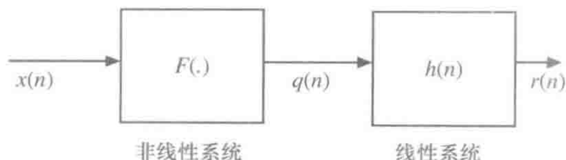


图 10.2　Hammerstein 系统的区块图（仿 Fi - Wi 上行链路）

㊀ 注意，在无记忆的情况下，信道冲击响应即一个脉冲，而无 ISI。

若干种方案可以绕过这些问题。在 1949 年，Wiener 研究了一种表征非线性系统的新方法[100]。他从 Gaussian 输入的 Volterra 核推导了一组正交函数，称之为 G 函数。这些 G 函数可以大幅简化非线性系统表征。Wiener 表明，对 Gaussian 输入，任何有界 - 输入/有界 - 输出、静态、记忆状态有限的非线性系统都可用 Wiener 系统建模，其由一个有记忆线性系统级联一个静态非线性系统组成。与此类似，一个静态非线性系统级联一个有记忆线性系统的模型，称为 Hammerstein 系统。这两个系统分别如图 10.1 和图 10.2 所示。实际上，我们可以看到，Volterra 系统只是 Wienner 系统的一个子集[99]。当 Wiener 函数给出了一个正交基函数时，理论上，每个基函数的贡献都可以单独确定。

Wiener/Hammerstein 系统模型，可以非常精确的对 Fi - Wi 系统建模。Fi - Wi 上行链路，存在一个线性动态无线信道和一个静态非线性 ROF 链路，可以用 Wiener 系统建模。而反向的 Fi - Wi 下行链路则可以用 Hammerstein 系统建模。

10.2 Fi - Wi 信道估计

现在，让我们看看如何用 Weiner/Hammerstein 系统方法进行 Fi - Wi 信道估计。首先，需要估计 Fi - Wi 信道参数。信道参数估计既可以通过广泛测量，也可通过在已知输入的情况下观察输出得到。后一种方法便于在通信系统中施行。无线信道通常可根据传输已知训练序列进行估计。我们将在以后介绍这种方法。

因为 Fi - Wi 信道是一个非线性系统，发射（输入）与接收（输出）序列的相关性分析是必须的。我们可以对 Fi - Wi 信道的线性和非线性组件分别进行此分析[101]。

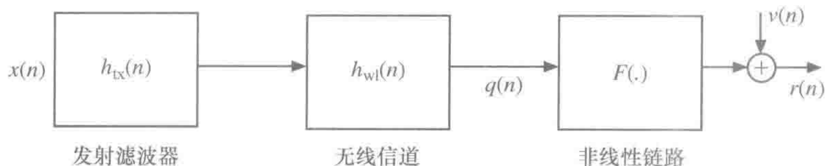


图 10.3 Fi - Wi 上行链路的区块图

Fi - Wi 系统的上行链路和下行链路有不同的特性。上行链路方向的传输往往比下行链路更易受复杂环境影响。多用户 RF 功率首先通过无线信道，然后要经受多径衰落和非线性失真。这两个问题在 ROF 链路中混合在一起。

介于上行链路的特点，我们首先考察 Fi - Wi 上行链路估计，然后导出上行链路的均衡器结构。下行链路的非线性可以通过一种适当预失真方案处理。最后，我们对上行和下行链路进行综合讨论。

10.2.1 输入/输出相关法

Fi - Wi 上行链路模型如图 10.3 所示。发射滤波器，与冲击响应 $h_{tx}(n)$，由移动端实现。多径无线信道可由分接延迟线滤波器建模。它的冲击响应为 $h_{wl}(n)$。在途中，全 ROF 链路（从激光器二极管到光接受器，包括 RF 放大器）则由非线性函数 $F(.)$ 建模。

让我们定义线性冲击响应 $h(n)$ 为

$$h(n) = h_{tx}(n) * h_{wl}(n) \tag{10.1}$$

如图 10.4 所示。则内部信号 $q(n)$ 为

$$q(n) = x(n) * h(n) \tag{10.2}$$

接受信号 $r(n)$ 为 $q(n)$ 的非线性变换：

$$r(n) = F[q(n)] + v(n) \tag{10.3}$$

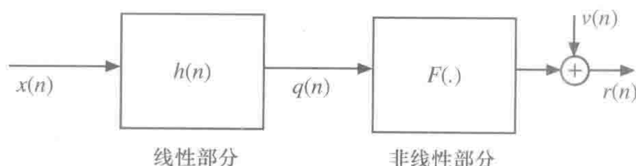


图 10.4 化简的 Fi - Wi 上行链路区块图

对大多数 ROF 链路，$F(.)$ 在给定的动态范围内连续。因此，根据 Weierstrass 定理，$F(.)$ 可以近似为一个任意精度 $\varepsilon > 0$ 的 l 阶多项式：

$$r(n) = A_1 q(n) + A_2 q^2(n) + \cdots A_l q^l(n) + v(n) \tag{10.4}$$

式中 $v(n)$ 为所有光和无线信道噪声成分的总和。

为方便起见，改写 $r(n)$ 为独立高阶项 $w_i(n)$ 的和。这个模型如图 10.5 所示。

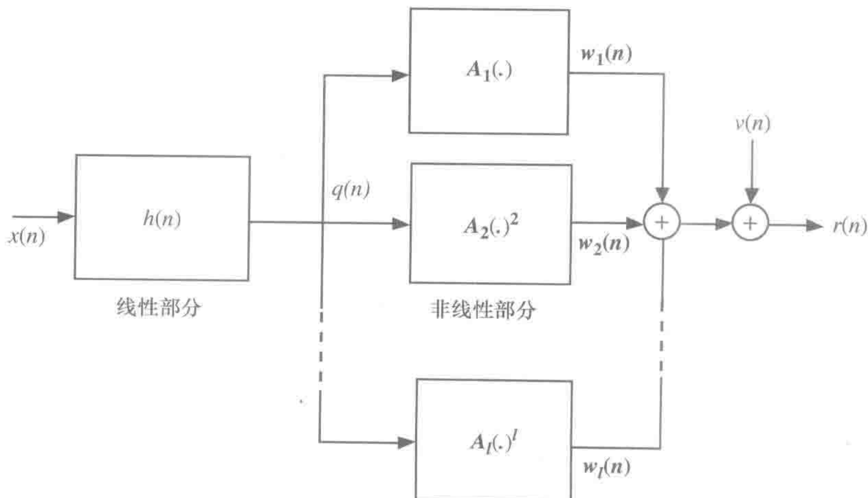


图 10.5 Fi - Wi 上行链路表示可分离 Volterra kernel 区块图

$$r(n) = w_1(n) + w_2(n) + w_3(n) + \cdots w_l(n) + v(n) \tag{10.5}$$

其中

$$w_1(n) = A_1 \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m)x(n-m) \tag{10.6}$$

$$w_2(n) = A_2 \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} h(m_1)x(n-m_1) \sum_{m_2=-\infty}^{\infty} h(m_2)x(n-m_2) \tag{10.7}$$

$$w_3(n) = A_3 \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} h(m_1)x(n-m_1) \sum_{m_2=-\infty}^{\infty} h(m_2)x(n-m_2) \sum_{m_3=-\infty}^{\infty} h(m_3)x(n-m_3) \tag{10.8}$$

最终可得

$$w_l(n) = A_l \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{m_l=-\infty}^{\infty} \prod_{i=1}^{l} h(m_i)x(n-m_i) \tag{10.9}$$

这种形式有利于分离相应的 Volterra 核[102]。让我们定义第 i 阶可分离 Volterra 核 g_i 为

$$g_i(m_1, m_2, \cdots, m_i) = A_i \sum_{\sigma=-\infty}^{\infty} \prod_{j=1}^{i} h(m_j - \sigma) \tag{10.10}$$

这一一般定义包含了记忆项 σ。不过，在我们的模型中，我们假设 $F(.)$ 无记忆。因此，g_i 化简为

$$g_i(m_1, m_2, \cdots, m_i) = A_i \prod_{j=1}^{i} h(m_j) \tag{10.11}$$

将此核描述式代入，一般项 $w_i (1 \leqslant i \leqslant l)$ 可表示为

$$w_i(n) = \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{m_i=-\infty}^{\infty} g_i(m_1, m_2, \cdots, m_i) \prod_{j=1}^{i} x(n-m_j) \tag{10.12}$$

从前面的推导可以得到，对一个给定的发射序列 $x(n)$，接收信号 $r(n)$ 包含彼此相乘的当前和前一采样的高阶项。

10.2.2 线性部分估计

从式（10.12）和式（10.5），接收信号 $r(n)$ 可写为

$$r(n) = \sum_{i=1}^{l} \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{m_i=-\infty}^{\infty} g_i(m_1, m_2, \cdots, m_i) \prod_{j=1}^{i} x(n-m_j) + v(n) \tag{10.13}$$

其中 $x(n)$ 为长度为 N_c 的伪噪声序列⊖。如式（10.5），$r(n)$ 可以简写为

$$r(n) = \sum_{i=1}^{l} w_i(n) + v(n) \tag{10.14}$$

⊖ 伪噪声序列可实际替代 Gaussian 输入。其具有与 Gaussian 输入相近的多种白噪声特性。

定义零均值过程 $rr(n)=r(n)-r(n)-\overline{r(n)}$，以及 $xx(n)=x(n)-\overline{x(n)}$，其中上加线表示均值。则 r 和 x 的方均差，$\mathscr{R}_{\mathrm{rx}}$ 为

$$\mathscr{R}_{\mathrm{rx}}(\sigma)=\overline{rr(n)xx(n-\sigma)} \tag{10.15}$$

零均值过程 $rr(n)$ 现在可写为

$$rr(n)=\sum_{i=1}^{l}\sum_{m_1=-\infty}^{\infty}\cdots\sum_{m_i=-\infty}^{\infty}g_i(m_1,m_2,\cdots,m_i)\left[\prod_{j=1}^{i}x(n-m_j)-\prod_{j=1}^{i}\overline{x(n-m_j)}\right]+v(n) \tag{10.16}$$

假如我们假设加性噪声 $v(n)$ 和输入序列 $x(n)$ 无关，则均方差函数 $\mathscr{R}_{\mathrm{rx}}(\sigma)$ 可写为

$$\mathscr{R}_{\mathrm{rx}}(\sigma)=\sum_{i=1}^{l}\sum_{m_1=-\infty}^{\infty}\cdots\sum_{m_i=-\infty}^{\infty}g_i(m_1,m_2,\cdots,m_i)\overline{\left[\prod_{j=1}^{i}x(n-m_j)-\prod_{j=1}^{i}\overline{x(n-m_j)}\right][x(n-\sigma)-\overline{x(n-\sigma)}]} \tag{10.17}$$

上面的方程（10.17）实际上是 $xx(n)$ 与每个 $rr(n)$ 的 $w_i(n)$ 的相关和。它可以简写为

$$\mathscr{R}_{\mathrm{rx}}(\sigma)=\sum_{i=1}^{l}\mathscr{R}_{\mathrm{w}_i\mathrm{x}}(\sigma) \tag{10.18}$$

需要指出的是，假如 $\mathscr{R}_{\mathrm{rx}}(\sigma)$ 直接按照上文定义进行估计，会出现错误[101,103]。这是因为，虽然 $\mathscr{R}_{\mathrm{rx}}(\sigma)$ 是一个一阶均方差，但其包含了高阶相关性函数，这个函数不一定总是可计算的[104]。可以通过一些方法将一阶均方差函数 $\mathscr{R}_{\mathrm{w}_1\mathrm{x}}(\sigma)$ 隔离出来，从而避开这个问题。$\mathscr{R}_{\mathrm{w}_1\mathrm{x}}(\sigma)$ 是必须的，因为其与 $h(n)$ 直接成比例。

10.2.2.1 多电平传输

一个可实现的方案是将训练序列以不同幅度重复发送若干次（设为 N_{t}）[103]。这一步骤用 N_{t}个含一阶相关方程的联立方程替代式（10.18）中的高阶相关方程。这一步骤可实现快速求解 $\mathscr{R}_{\mathrm{w}_1\mathrm{x}}(\sigma)$。让我们考虑多电平输入信号 $\alpha_i x(n)$，其中，对所有 $i\neq j$ 有 $\alpha_i\neq\alpha_j$。则有：

$$\mathscr{R}_{\mathrm{r}_{\mathrm{a}_i}\mathrm{x}}(\sigma)=\sum_{j=1}^{l}\alpha_i^j\mathscr{R}_{\mathrm{w}_j\mathrm{x}}(\sigma)\qquad i=1,2,\cdots,N_{\mathrm{t}} \tag{10.19}$$

注意，因为 N_{t}并不直接参与多项式系数计算，所以不需要与非线性阶数相等。N_{t}可以取 2 或者 3 这么小的值。在本仿真中，所有结果都在 $N_{\mathrm{t}}=3$ 条件下得到。

将式（10.19）扩展为矩阵形式，有：

$$\begin{bmatrix} \mathscr{R}_{r\alpha_1 x}(\sigma) \\ \mathscr{R}_{r\alpha_2 x}(\sigma) \\ \cdot \\ \cdot \\ \mathscr{R}_{r\alpha_{N_t} \cdot x}(\sigma) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_1^2 & \cdot & \cdot & \alpha_1^l \\ \alpha_2 & \alpha_2^2 & \cdot & \cdot & \alpha_2^l \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \alpha_{N_t} & \alpha_{N_t}^2 & \cdot & \cdot & \alpha_{N_t}^l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathscr{R}_{w_1 x}(\sigma) \\ \mathscr{R}_{w_2 x}(\sigma) \\ \cdot \\ \cdot \\ \mathscr{R}_{w_l x}(\sigma) \end{bmatrix} \tag{10.20}$$

矩阵系数 α 可以改写为：

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdot & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & 0 & \cdot & \cdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \alpha_{N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \alpha_1 & \alpha_1^2 & \cdot & \alpha_1^{l-1} \\ 1 & \alpha_2 & \alpha_2^2 & \cdot & \alpha_2^{l-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & \alpha_{N_t} & \cdot\alpha_{N_t}^2 & \cdots & \alpha_{N_t}^{l-1} \end{bmatrix}$$

对所有 $\alpha_i \neq 0$，第一个对角矩阵为非奇异矩阵。第二个矩阵是一个 Vandermonde 矩阵。Vandermonde 矩阵的行列式如下，当 $\alpha_i \neq \alpha_j$ 时，这个行列式不等于零。

$$\prod_{1 \leqslant i \leqslant j \leqslant N_t} (\alpha_i - \alpha_j)$$

因此，对所有 σ 值，式（10.19）有特解 $\mathscr{R}_{w_i x}(\sigma)$；其中 $i = 1, 2, \cdots, N_t$。

代入式（10.6），$\mathscr{R}_{w_1 x}(\sigma)$ 可以表示为

$$\mathscr{R}_{w_1 x}(\sigma) = A_1 \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m) \mathscr{R}_{xx}(\sigma - m) \tag{10.21}$$

其中 $\mathscr{R}_{xx}(\sigma)$ 为 PN 序列 $x(n)$ 的自协方差，为

$$\mathscr{R}_{xx}(\sigma) = \sum_{m_1=0}^{N_c-1} x(n) x(n+\sigma) \tag{10.22}$$

函数 $\mathscr{R}_{xx}(\sigma)$ 为一个周期序列，当 $x(n)$ 为最大长度序列时，可以简单确定这个序列[⊖]。在这种情况下，因 $x(n)$ 有单一的幅值，故

$$\mathscr{R}_{xx}(\sigma) = \begin{cases} 1 & \text{假如 } \sigma = 0 \bmod N_c \\ -1/N_c & \text{假如 } \sigma \neq 0 \bmod N_c \end{cases} \tag{10.23}$$

假设芯片级同步可实现，且 $N_c >> 1$。假如时间周期 $0 \leqslant n \leqslant N_c - 1$ 内相关度可计算，则 $\mathscr{R}_{xx}(\sigma)$ 可表示为 $\mathscr{R}_{xx}(\sigma) = \delta(\sigma)$。因此，式（10.21）可简化为

$$\mathscr{R}_{w_1 x}(\sigma) = A_1 \sum_{m=0}^{N_c-1} h(m) \delta(\sigma - m) \tag{10.24}$$

应用冲击函数的卷积性质，上式可以化简为

$$\mathscr{R}_{w_1 x}(\sigma) = A_1 h(\sigma) \tag{10.25}$$

⊖ 序列的最大长度可由二进制移位寄存器反馈得到，其满足进位和加法性质。

它等同与：

$$\mathscr{R}_{w_1x}(n) = A_1 h(n) \tag{10.26}$$

上式为一个未知线性信道的冲击响应 $h(n)$ 与静态增益 A_1 的非线性信道相乘。因此，我们已估计了这个未知线性信道的冲击响应。注意，为了完整的识别 $h(n)$，PN 序列的长度必须大于信道记忆。该估计的分辨率取决于芯片本振。

10.2.3 非线性部分估计

识别 Wiener 系统的线性部分之后，接下来就是识别 Wiener 系统的非线性部分。传输已知训练序列 $x(n)$ 和线性部分的冲击响应估计 $h(n)$ 的同时，就可以估计未知内部信号 $q(n)=x(n)*h(n)$。非线性部分输出 $r(n)$ 与 $q(n)$ 的关系在接收端已知。下面只需估计多项式系数 Ai$(1\leqslant i\leqslant l)$，以满足式（10.4）中的关系。即

$$r(n) = \sum_{i=1}^{l} A_i q^i(n) + v(n) \tag{10.27}$$

我们可以通过多种方法进行这一工作。下面让我们讨论其中两种方法。

10.2.3.1 最小二乘多项式拟合

曲线拟合方法的目标，是拟合一组样本点以生成一个多项式，并保证真实样本点与该多项式估计值之间的平方误差最小。该方法要求多项式次数 l 要比样本数 N_L 小。这个要求很宽松（通常 $l \ll N_L$）。问题就等效为求解 N_L 个 l 元超定方程。此处，有 $N_L=N_c\times N_t$，其中 N_c 为 PN 序列长度，N_t 为不同传输电平的数量。

下面给出估计信号 $\hat{r}(n)$ 用估计系数 $\hat{A}_i$ 表示的函数：

$$\hat{r}(n) = \hat{A}_1 q(n) + \hat{A}_2 q^2(n) + \cdots \hat{A}_1 q^l(n) + v(n) \tag{10.28}$$

现在，我们的目标是找到一个最小二乘多项式的系数向量 $\hat{A}$，它的长度为（$l+1$），如：

$$\hat{A} = \arg\left[\min_{\hat{A}} \sum_{i=1}^{N_L} [r_i - \hat{r}_i(q_i;\hat{A}_0 \cdots \hat{A}_1)]^2\right] \tag{10.29}$$

注意，N_L 的最小值可等于多项式次数：$N_L=l$。这种特殊情况，成为精确多项式拟合

10.2.3.2 QR 分解法

让我们定义长度为 N_L 的两个向量 $\boldsymbol{q}$ 和 $\boldsymbol{r}$，分别对应信号 $q(n)$ 和 $r(n)$。同时，定义 Vandermonde 矩阵 $\boldsymbol{V}_q$，其每一行为 $\boldsymbol{q}$ 的数据点所对应的多项式，即 $\boldsymbol{V}_q$ 有 N_L 行和（$l+1$）列。注意，$\boldsymbol{V}_q$ 和 10.2.2 节中的 Vandermonde 矩阵 α 之间没有关系。

$$V_q=\begin{bmatrix} q^l(1) & q^{l-1}(1) & \cdots & q(1) & 1 \\ q^l(2) & q^{l-1}(2) & \cdots & q(2) & 1 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 1 \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ q^l(N_L) & q^{l-1}(N_L) & \cdots & q(N_L) & 1 \end{bmatrix} \tag{10.30}$$

求式（10.29）中最小的平方误差和，需要求解系统方程：

$$\boldsymbol{V}_q\hat{\boldsymbol{A}}=\hat{\boldsymbol{r}} \tag{10.31}$$

计算 $\boldsymbol{p}$ 最快捷的途径是对 Vandermonde 矩阵 $\boldsymbol{V}_q$ 进行正交/对角分解，如下所示：

$$\boldsymbol{V}_q=\boldsymbol{Q}_q\boldsymbol{R}_q \tag{10.32}$$

式中　$\boldsymbol{R}_q$ 为上对角矩阵；$\boldsymbol{Q}_q$ 为阶数与 $\boldsymbol{V}_q$ 相同的正交矩阵。

通过分解（即 QR 分解），式（10.31）可以改写为

$$\boldsymbol{Q}_q\boldsymbol{R}_q\hat{\boldsymbol{A}}=\hat{\boldsymbol{r}} \tag{10.33}$$

因单位矩阵 $\boldsymbol{Q}_q$ 有 $\boldsymbol{Q}_q^{T}=\boldsymbol{Q}_q^{-1}$ 的性质，所以上式可化简为

$$\boldsymbol{R}_q\hat{\boldsymbol{A}}=\boldsymbol{Q}_q^{T}\hat{\boldsymbol{r}} \tag{10.34}$$

式中　$\boldsymbol{Q}_q^{T}\boldsymbol{r}$ 是一个长度为（$l+1$）的向量。因为 $\boldsymbol{R}_q$ 为对角矩阵，对 $\hat{\boldsymbol{A}}$ 求逆可快速求解方程。实际数据 $r(n)$ 和计算值之间的平均误差为

$$\varepsilon=\boldsymbol{r}-\boldsymbol{V}_q\hat{\boldsymbol{A}} \tag{10.35}$$

最后，选择适当的多项式次数 l 和数据分布点数量以得到最小均方误差。

10.2.3.3　算法

1. 选择一个已知的训练符号，乘以一个长度为 N_c 的已知 PN 序列。这个序列以幅度 α_1 发送 N_s 次。

2. 重复上一步骤 N_t 次，每一次以不同的电平 α_i（$1<i\leqslant N_t$）发送。

3. 在接收端，存储接收序列并求 N_s 次平均。通过发送的 PN 序列和协方差方程 $\mathscr{R}_{r_{\alpha_i}x}(\sigma)$（$0\leqslant\sigma\leqslant N_c$）的平均值，可求得每个电平 α_i（$1\leqslant i\leqslant N_t$）的相关性。

4. 通过 Vandermonde 矩阵求逆和 $\mathscr{R}_{w_1x}(\sigma)$，求解 $\mathscr{R}_{r_{\alpha_i}x}(\sigma)$。线性部分 $h(n)$ 为 $\mathscr{R}_{w_1x}(\sigma)$ 的标量化结果。

5. 非线性部分估计可如下进行：通过 $h(n)$ 和 $x(n)$ 求卷积计算 $\boldsymbol{q}$，由 $\boldsymbol{q}$ 求 $\boldsymbol{V}_q$。然后通过 QR 分解得到 $\boldsymbol{R}$ 和 $\boldsymbol{Q}$。随后，通过求解（10.34）得到 $\hat{\boldsymbol{A}}$。

10.3　实例研究

为了评估这个算法，我们在不同的信道冲击响应，和不同非线性参数条件下进

行仿真。仿真使用 Simulink™和 Matlab™环境进行。

10.3.1 线性系统识别

我们通过仿真验证这个算法。线性系统以离散时间抽头延迟线过滤器模型仿真。非线性系统由一个多项式滤波器建模。SNR 设定为 30dB。接收信号 $r(n)$ 在单元数 N_c 的缓冲器中缓冲。移除有效的 $r(n)$ 和 $x(n)$，进行相关性运算，得到输出 $\mathscr{R}_{r_{\alpha_1}x}(\sigma)$。然后存储这个输出，并以三个不同 α 值（$N_t=3$）重复进行仿真。α 值为 $\alpha_1=1$、$\alpha_2=1.2$，$\alpha_3=1.4$。然后，由式（10.19）的关系计算 $\mathscr{R}_{w_ix}(\sigma)$。

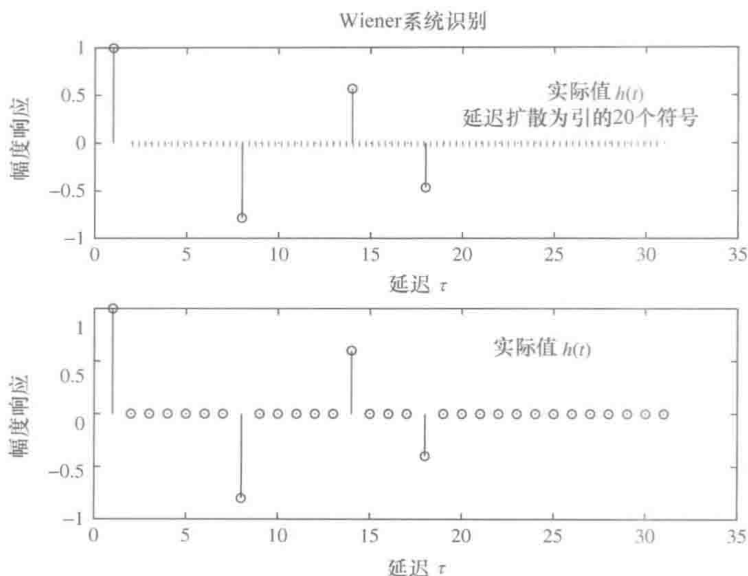


图 10.6 四个离散路径的信道冲击响应的实际和估计值（原载于 IEEE[106]）

我们考虑两个不同的冲击响应 $h(n)$。其中一个冲击响应具有有四个路径项，另一个有八个路径项。它们分别为

$$h_1(n)=\delta(n)-0.8\delta(n-7)+0.6\delta(n-13)-0.4\delta(n-17) \quad (10.36)$$

$$h_2(n)=\delta(n)-0.8\delta(n-5)+0.6\delta(n-9)-0.4\delta(n-11)+0.3\delta(n-14)$$
$$-0.5\delta(n-17)+0.4\delta(n-21)+0.1\delta(n-25) \quad (10.37)$$

原始冲击响应和冲击响应估计，分别如图 10.6 和图 10.7 所示。

理论和仿真显示，所述的算法可以快捷的识别 Wiener 型非线性系统。电平数 N_t与非线性阶数 l 无关。在本实例中，我们使用 20 个符号作为训练符号（$N_s=20$）。这利于仿真给出非常好的结果。在这种噪声功率下，几个符号就足够进行估计。理想情况（即无噪声，且数字精度非常高的情况）下，训练符号只需使用一个符号。重复符号的过程可通过平均减小噪声。在本例中，采样速率与本振速率相同。因此，冲击响应的分辨率取决于本振时间。信道记忆可以等于 PN 序列长度。

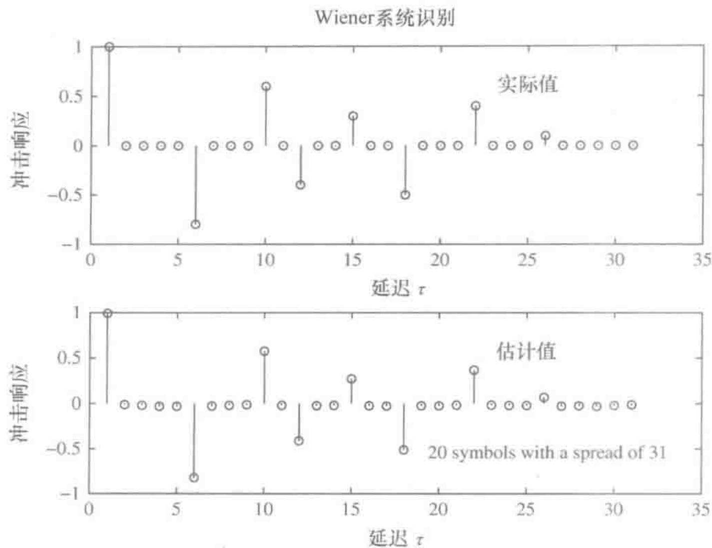


图 10.7　八个离散路径的信道冲击响应的实际和估计值（原载于 IEEE[106]）

10.3.2　非线性系统识别

我们对线性系统和非线性系统分别识别。对非线性系统识别来说，我们考虑两种情况：一个是四阶（偶次）系统

$$r(n) = -0.6q^4(n) + 1.2q^2(n) \tag{10.38}$$

一个是三阶（奇次）系统，

$$r(n) = -0.35q^3(n) + q(n) \tag{10.39}$$

接收的符号 $r(n)$ 和估计曲线，通过正交/对角分解算法计算，如图 10.8 所示。结

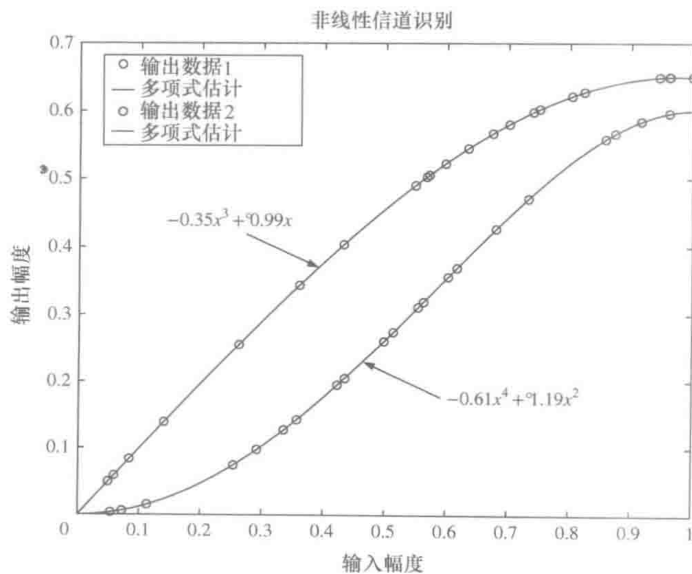


图 10.8　两种非线性信道情况的接收信号和多项式估计结果（原载于 IEEE[106]）

果显示，多项式可以很好的拟合接收数据点。由分解算法，计算接收数据求得的估计多项式如下所示：

$$r(n) = -0.61q^4(n) + 1.19q^2(n) \tag{10.40}$$

$$r(n) = -0.35q^3(n) + 0.99q(n) \tag{10.41}$$

10.4 总结

本章提出了一个算法，简单高效的识别 ROF 链路的非线性特性，并通过发送一个已知训练序列识别无线信道的冲击响应。重要的一点是，该算法工作情况与非线性形状无关。通过设定多项式次数，该算法可以精确识别任意非线性曲线。其唯一的受限因素在于，非线性函数 $F(.)$ 必须为一个单值函数。另外，采样点最好覆盖所需动态范围的整个区间。实际中，当线性信道存在很严重的多径效应时，采样点覆盖区间的条件很好满足。假如信道无法满足条件时，就需要增加电平数 N_t，以保证全动态范围都被覆盖。该算法的计算复杂度取决与接收的样本数 N_L 和多项式次数 l。

11　Fi – Wi 信道的联合均衡

在上一章中，我们描述了一个算法以估计组合 Fi – Wi 信道。当信道已知，我们就可以使用合适的均衡器，消除信道中的失真。本章的重点就是讨论这样的均衡器。

11.1　无线信道的均衡

这个研究课题已经非常成熟。在若干文献中，存在数量众多的频域和时域均衡器，处理各种类型的无线信道缺陷。在这些技术中，判决反馈均衡器（DFE）是一种非常成熟的均衡器，用于减轻常见的码间串扰。码间串扰一般出现在信号带宽高于信道相干带宽的时候。在实际中，这种均衡器可以有效缓解频率选择性衰落信道中常见的频谱零点带宽问题。

需要注意的一点是，基本型 DFE 本身是非线性的，这是因为其包含的阈值探测器和反馈环所致（见图 11.1）。DFE 消除了接收（模拟）符号中的 ISI 和噪声，并对发射的数字符号进行判决。反馈环通过前一（正确）判决进行均衡，并消除后标记成分。其思路与 IIR 滤波器类似，与 FIR 滤波器相比结构较简单且参数较少。对基本型 DEF，可以得到其有如下几个特点：

- 虽然 DFE 是非线性的，但它可以有效的均衡线性（无线）信道；
- 在基本型 DFE 中，反馈和正馈滤波器都是线性滤波器。

像 Fi – Wi 信道这样的信道，都是包含了 AM/AM 和 AM/PM 失真的非线性信道。基本型 DFE 可以通过一些改进，补偿附加非线性失真。这些经过改进的 DFE 结构可以在很多文献中找到。我们可以把它们统称为非线性增强型 DFE（或 NEDFE）。下面就让我们简明扼要的讨论几种 NEDFE 技术。

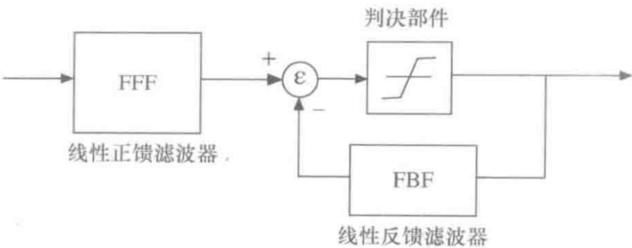


图 11.1　基本判决反馈均衡器

11.1.1　非线性增强型判决反馈均衡器

最初的改进办法是将 DFE 的反馈滤波器（FBF）和正馈滤波器（FFF）替换为非线性滤波器。例如，在文献［105］中，两种滤波器被改进为 Volterra 型滤波器。这种均衡器可以均衡带记忆效应的非线性信道。但是，其复杂度过于高。它要求 102 个非线性抽头系数，特别是要求“交叉相乘系数”。文献［107］提出了一种复杂度略小的 Volterra 滤波器，它只使用了抽头延迟线和乘法器。文献［108］使用了格型线性预测器作为 FFF 和 FBF。在文献［109］中，反馈滤波器替换为线性记忆滤波器串联非线性无记忆滤波器。有趣的一点是，这种结构的 DFE 实际嵌入了一个 Wiener 型滤波器。

第二类方法是将 DFE 的架构进行了轻微的改进。其架构如图 11.2 中的区块图所示。这个架构使用了一个附加滤波器（AF）以合并非线性。在文献［110］中，AF 是一个模糊逻辑型滤波器。文献［111］和文献［112］中使用了神经网络作为 AF。文献［113］和文献［114］中，AF 为“普遍性小脑算数计算模型”。文献［115］中的 AF 为非 FFF 和 FBF 的双线性滤波器㊀。双线性均衡器架构非常有趣。虽然这种均衡只能用于第二阶信道，但其双线性滤波器均衡器的性能却远胜 Volterra DFE。这可能是乘法反馈项造成的。注意，Volterra 滤波器没有反馈环。

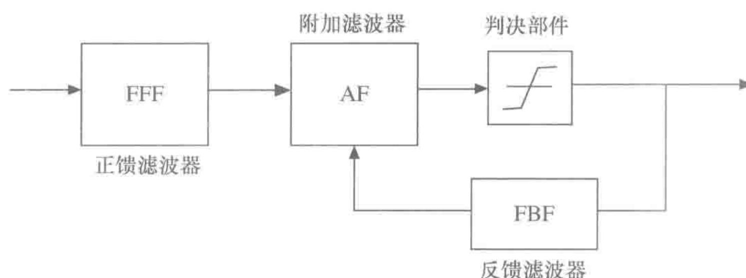


图 11.2　几种非线性增强型判决反馈均衡器（NEDFE）的区块图（版权属 IEEE[117] 所有）

11.1.2　Hammerstein 型 DFE

如前面概述中提到的，若干种均衡器架构可用于均衡带记忆效应的非线性信道。如果有可能的话，最好将线性和非线性失真分开，分别进行补偿。当然，这只有在能将信道的线性部分和非线性部分隔离开时，才有可能实现。幸运的是，在 Fi – Wi 系统中，线性信道和非线性信道部分在物理上是分离的。不仅如此，我们会在最后一章中看到，如何对线性和非线性信道参数分别进行独立的估计。因此，我们现在可以对线性和非线性失真分别进行均衡。

㊀ FFF 和 FBF 在所有其他例子中都为线性的。

均衡器的结构应该严格反向信道结构。因为 Fi - Wi 上行链路是一个 Wiener 系统，所以均衡器应该是一个 Hammerstein 系统。因为非线性出现在信道末端，所以均衡器应该首先均衡这种非线性。Hammerstein 型均衡器如图 11.3 所示。

在图 11.3 中，PLF 是一个无记忆 N 阶多项式滤波器。FFF 为线性正馈滤波器，而 FBF 是线性反馈滤波器。FFF 和 FBF，以及判决组件组合在一起，构成一个标准的 DFE。很明显，非线性 PLF 用于补偿非线性失真。

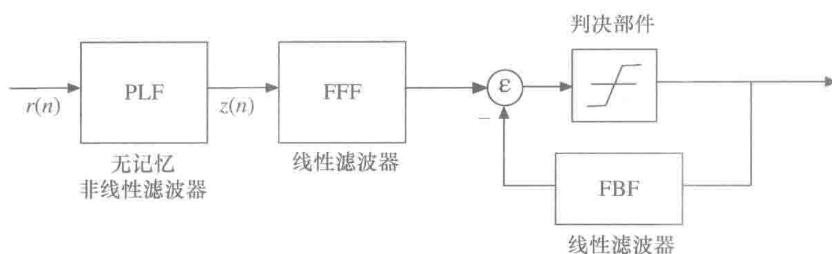


图 11.3　Hammerstein 型判决反馈均衡器

11.1.3　振幅和时域处理

有趣的一点是，HDFE 的 DFE 部分和 PLF 部分可以认为是在两个独立的，或是正交的域内工作的，这两个域分别为时域和幅度域（见图 11.4）。多项式滤波器无记忆效应。因此，它在时轴上为一个单点。它实际上工作在幅度域上。而与此相反，带记忆效应的线性滤波器在时轴上是一个向量。但它假设只有一个幅值（在比较器之后）。因此，PLF 和 DFE 参数的优化可以分开进行。

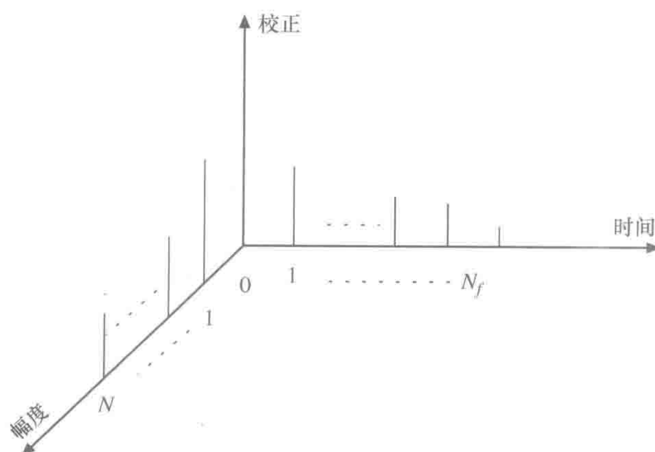


图 11.4　多项式滤波器和线性滤波器在两个不同域上的工作

11.2 多项式滤波器参数优化

根据图 11.3，无记忆多项式滤波器的输出 $z(n)$ 可以表示为

$$z(n)=g_0+g_1 r(n)+g_2 r^2(n)+\cdots g_N r^N(n) \tag{11.1}$$

其中 N 为滤波器阶数。权重 g_i（$0\leqslant i\leqslant N$）可以由在给定动态范围求反信道非线性函数 $F(.)$ 得到的多项式确定。换句话说，$z(n)$，是 $r(n)$ 的函数，它与 $q(n)$ 成正比。即

$$z[r(n)]\propto q(n) \tag{11.2}$$

权重 g_i 的选择应该满足这个要求。

11.2.1 直接生成逆多项式

在本节中，我们寻找一种可以从接收信号 $r(n)$ 直接生成逆多项式的方法。因为 $q(n)$ 已经得到估计，所以直接求逆是可能的。我们可以用若干种方法进行这一工作，如 QR 分解法，以及自适应算法。

11.2.1.1 QR 分解法

进行 QR 分解，$r(n)$ 首先展开成一个 N_L 行（$N+1$）列的 Vandermonde 矩阵 V_r。N_L 为 $r(n)$ 的样本点数：

$$\boldsymbol{V}_r=\begin{bmatrix} 1 & r(1) & r^2(1) & \cdots & r^{N-1}(1) & r^N(1) \\ 1 & r(2) & r^2(2) & \cdots & r^{N-1}(2) & r^N(2) \\ 1 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 1 & r(N_L) & r^2(N_L) & \cdots & r^{N-1}(N_L) & r^N(N_L) \end{bmatrix} \tag{11.3}$$

式（11.1）可以写成矩阵形式：

$$\boldsymbol{V}_r\boldsymbol{G}=z \tag{11.4}$$

定义一个长度 N_L 的向量 $\boldsymbol{q}$：

$$\boldsymbol{q}=[q(1)\quad q(2)\quad q(3)\quad \cdots\quad q(N_L)]^{\mathrm{T}} \tag{11.5}$$

注意，$\boldsymbol{q}$ 的元素为发送信号 $x(n)$ 和估计的信道冲击响应 $h(n)$ 的卷积。现在，我们确定向量 $\boldsymbol{G}$ 的权重：

$$\boldsymbol{V}_r\boldsymbol{G}=\hat{\boldsymbol{q}} \tag{11.6}$$

式中 $\hat{\boldsymbol{q}}$为 $\boldsymbol{q}$ 的估计值。$\hat{\boldsymbol{q}}$应该和 z 非常接近。一种计算 $\boldsymbol{G}$ 的有效方法是对 Vandermonde 矩阵 $\boldsymbol{V}_r$进行正交/对角分解：

$$\boldsymbol{V}_r=\boldsymbol{Q}_r\boldsymbol{R}_r \tag{11.7}$$

式中 $\boldsymbol{R}_r$为上对角矩阵，$\boldsymbol{Q}_r$为与 $\boldsymbol{V}_r$阶数相同的正交（单位）矩阵。式（11.6）现

在可以改写为

$$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{r}}\boldsymbol{R}_{\mathrm{r}}\boldsymbol{G}=\hat{\boldsymbol{q}} \tag{11.8}$$

因为单位矩阵有性质 $\boldsymbol{Q}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}}=\boldsymbol{Q}_{\mathrm{r}}^{-1}$，式（11.8）可化简为

$$\boldsymbol{R}_{\mathrm{r}}\boldsymbol{G}=\boldsymbol{Q}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{q}} \tag{11.9}$$

注意，$\boldsymbol{Q}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{q}}$为一个长度是（$N+1$）的向量。因为是一个对角矩阵，方程求解 $\boldsymbol{G}$ 的最快方法是回代。实际数据 $\boldsymbol{q}$ 和计算值$\hat{\boldsymbol{q}}=z$ 之间的误差可由：

$$\varepsilon_{\mathrm{p}}=\boldsymbol{q}-\hat{\boldsymbol{q}}=\boldsymbol{q}-z \tag{11.10}$$

给出。可以通过不断增加滤波器阶数 N，将误差降到足够小。

11.2.1.2 自适应法

在这一节中，我们用自适应法求解权重向量 $\boldsymbol{G}$。自适应算法的目标是更新权重 $\boldsymbol{G}$，以使所需输出 $\boldsymbol{q}$ 与 PLF 输出 z 之间的估计误差 $\varepsilon_{\mathrm{p}}(n)$ 均方值最小。

RLS 算法可以实现这一目标，它具有与输入相关的最快收敛性特点。在本应用，因为输入幅度变化率远小于采样速率，所以 $\boldsymbol{r}(\boldsymbol{n})$ 的相邻样本相关。根据 RLS 算法，式（11.11）的指数加权的代价函数最小。其中 λ_{ff} 为遗忘因子（$0\leqslant\lambda_{\mathrm{ff}}\leqslant1$），它决定了上一样本的权重。在非稳态环境中：

$$J(n) = \sum_{k=1}^{n}\lambda_{\mathrm{ff}}^{n-k}[q_{\mathrm{k}}-z_{\mathrm{k}}(r_{\mathrm{k}};g_{\mathrm{o}},\cdots,g_{\mathrm{N}})]^{2} \tag{11.11}$$

让我们定义 PLF 的输入向量 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{r}}(\boldsymbol{n})$ 为

$$\boldsymbol{U}_{\mathrm{r}}(n)=[1 \quad r(n) \quad r^{2}(n) \quad \cdots \quad r^{N}(n)]^{\mathrm{T}} \tag{11.12}$$

输出 $z(n)$ 可表示为

$$z(n)=U_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}}(n) \quad G(n) \tag{11.13}$$

注意 $z(n)$ 为内积，所以它是一个标量。

$\boldsymbol{G}$ 的最优解，即 $J(n)$ 最小，可以表示为

$$\boldsymbol{G}^{\mathrm{op}}(n)=\mathscr{R}_{\mathrm{uu}}^{-1}(n)\mathscr{R}_{\mathrm{uq}}(n) \tag{11.14}$$

式中 $\mathscr{R}_{\mathrm{uu}}(n)$ 为输入向量 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{r}}(n)$ 的自相关矩阵，它定义为

$$\mathscr{R}_{\mathrm{uu}}(n) = \sum_{k=1}^{n}\lambda_{\mathrm{ff}}^{n-k}[\boldsymbol{U}_{\mathrm{r}}(k)\boldsymbol{U}_{\mathrm{r}}^{\mathrm{T}}(k)] \tag{11.15}$$

$\mathscr{R}_{\mathrm{uq}}(n)$ 为输入向量 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{r}}(n)$ 和所求响应之间的互相关向量：

$$\mathscr{R}_{\mathrm{uq}}(n) = \sum_{k=1}^{n}\lambda_{\mathrm{ff}}^{n-k}[U_{\mathrm{r}}(k)q(k)] \tag{11.16}$$

在训练熟练之后，假如 MMSE 始终较高，则可改变滤波器阶数后再重复训练。在给定的动态范围内，一般的，多项式滤波器的补偿精度，可以随可用样本数和补偿多项式阶数增大而提高。

11.3 线性滤波器参数优化

假设 PLF 可以完全补偿信道的非线性，线性滤波器的系数优化只针对均衡无线信道劣化的部分进行。均衡器系数可以根据不同的标准进行优化，如根绝峰值失真标准或 MMSE 标准等。在众多较常见的 MMSE 标准中，FFF 和 FBF 可以同时进行优化，或分别进行优化。同时优化既可以通过求正交误差面的全局最小值，也可以按照正交原理进行。然后，通过求自相关矩阵的逆矩阵的方法，求解滤波器系数。对单独优化 MMSE 的情况，后标和前标 ISI 被分开处理[116]。这两种方法在数学上是恒等效的。如文献［118］所示，在与信号不相关的白噪声条件下，两种优化方法会得到唯一结果。分开优化的方法有更多的自由度，且更方便观察滤波器有限长度效应[119]。

因此，我们选择分开优化的方法。因为在本例中，噪声和信号相关，所以我们必须考虑互相关性质。分开优化法更便于处理。Cioffi 等人在文献［119］应用这种方法，处理针对编码（自相关）数据。

11.3.1 模型描述

图 11.5 中展示的 DFE 架构包含两个滤波器，一个有 N_f 个抽头的反时序正馈滤波器（FFF），一个有 N_b 个抽头的正时序反馈滤波器（FBF）。两个抽头位置在符号中（即形成一个缺口）中间隔 T_c。如图 11.6 所示，正馈滤波器的输入 $z(n)$ 就是 PLF 的输出 $q(n)$。不仅如此，$q(n)$ 为线性信道的输出，且 $z(n)$ 应与 $q(n)$ 非常近似，两者相差很小的误差，如 175 页式（11.10）所示。因此，$z(n)$ 可写为

$$z(n) = \sum_{m=0}^{L} h_m x(n-m) + n_p(n) \tag{11.17}$$

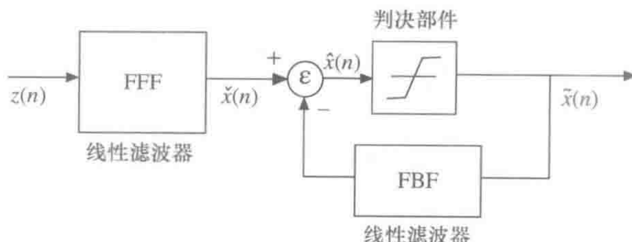


图 11.5 HDFE 接收器的判决反馈部分

式中 L 为信道记忆，且有

$$n_p(n) = \eta(n) + \varepsilon_p(n) \tag{11.18}$$

式中 η 为 PLF 输入噪声，ε_p 为 PLF 存在的误差。然后，定义如下向量：发射数据，长度为 $N_f + L$：

$$x(n) = [x(n+N_f-1)x(n+N_f-2)\cdots x(n-L)]^T \tag{11.19}$$

以及 $z(n)$，长度为 N_f：

$$z(n) = [z(n+N_f-1)z(n+N_f-2)\cdots z(n)]^T \tag{11.20}$$

还有噪声样本，长度为 N_f：

$$n_p(n) = [n_p(n+N_f-1)n_p(n+N_f-2)\cdots n_p(n)]^T \tag{11.21}$$

则式（11.17）可以改写为矩阵形式：

$$z(n) = \boldsymbol{H}x(n) + n_p(n) \tag{11.22}$$

其中 $\boldsymbol{H}$ 为信道冲击响应矩阵，其阶数为（$N_f\times$（N_f+L））：

$$\boldsymbol{H} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_L & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_L & 0 & \cdots \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_L \end{bmatrix} \tag{11.23}$$

接下来，我们定义数据自相关矩阵 $\mathscr{R}_{xx}$，它是一个阶数为（N_f+L）的正方 Hermitian 阵：

$$\mathscr{R}_{xx} = E[x(n)x^H(n)] \tag{11.24}$$

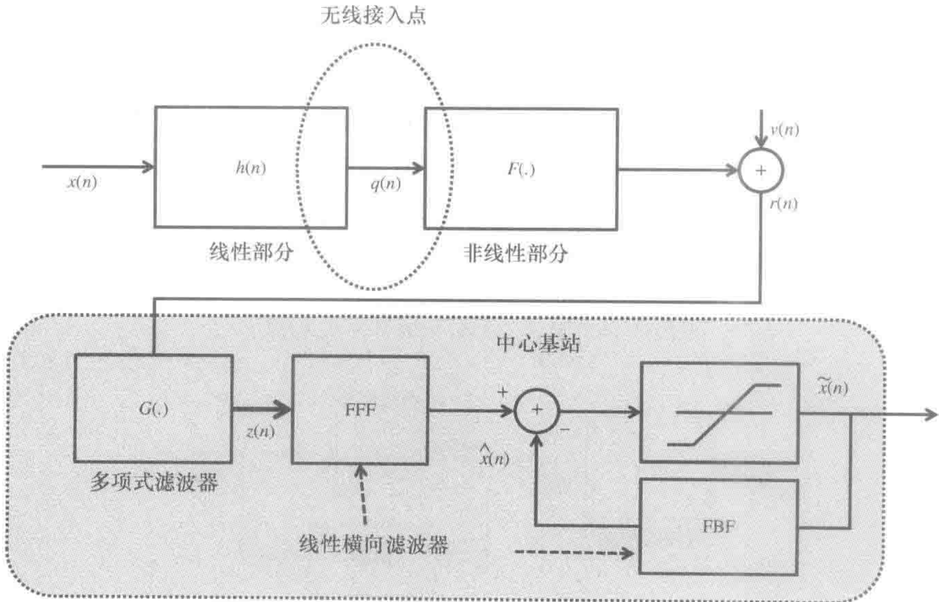


图 11.6 Fi－Wi 信道和接收端的完整区块图

以及阶数为 N_f 的噪声自相关矩阵：

$$\mathscr{R}_{nn} = E[\boldsymbol{n}_p(n)\boldsymbol{n}_p^H(n)] \tag{11.25}$$

注意，我们没有对 $x(n)$ 和 $\boldsymbol{n}_p(n)$ 假设任何静态属性。接着我们定义 $z(n)$ 的自相关矩阵，它的阶数为 N_f：

$$\mathscr{R}_{zz}=E[z(n)z^{H}(n)] \tag{11.26}$$

通过将 $z(n)$ 代入式（11.22），并假设噪声和信号无相关性，$\mathscr{R}_{zz}$可以写为

$$\mathscr{R}_{zz}=\boldsymbol{H}\mathscr{R}_{xx}H^{H}+\mathscr{R}_{nn} \tag{11.27}$$

最后，假设噪声和信号不相关，$(N_f+L)\times N_f$ 阶的互相关矩阵 $\mathscr{R}_{xz}$可以写作：

$$\begin{aligned}\mathscr{R}_{xz}&=E[x(n)z^{H}(n)]\\&=\mathscr{R}_{xx}\boldsymbol{H}^{H}\end{aligned} \tag{11.28}$$

注意，当 $x(n)$ 为白噪声时，上面的互相关矩阵为信道冲击响应。

从图 11.5 中，可以推导出均衡器的输出：

$$\hat{x}(n)=\sum_{i=-N_f+1}^{0}w_i z(n-i)-\sum_{i=1}^{N_b}w_i\tilde{x}(n-i) \tag{11.29}$$

式中 $\hat{x}(n)$ 为第 n 个信息符号的估计值。w_i 为滤波器的抽头系数。对当前符号而言，存在 $\{\tilde{x}(n-1)\cdots\tilde{x}(n-N_b)\}$ 个之前已检测的符号。假设均衡器的正馈部分有 N_f个抽头，反馈部分有 N_b个抽头。两个滤波器的组合权重向量为

$$\boldsymbol{W}=[\boldsymbol{W}_f^{T}\quad \boldsymbol{W}_b^{T}]^{T} \tag{11.30}$$

其中 W_f和 W_b定义为

$$\boldsymbol{W}_f=[w_{-N_f+1}\quad w_{-N_f+2}\quad\cdots\quad w_0]^{T} \tag{11.31}$$

$$\boldsymbol{W}_b=[w_1\quad\cdots\quad w_{N_b}]^{T} \tag{11.32}$$

因此，数据估计值为

$$\hat{x}(n)=\boldsymbol{U}_L^{T}\boldsymbol{W} \tag{11.33}$$

其 MSE，是滤波器长度的函数，可以写为

$$J_1(N_f,N_b)=E[x(n)-\hat{x}(n)]^{2} \tag{11.34}$$

替换 $\boldsymbol{\varepsilon}_1$，并联立式（11.33）可得到：

$$E[U_L(x(n)-\boldsymbol{U}_L^{T}\boldsymbol{W})]=0 \tag{11.35}$$

或与此等效的：

$$E[\boldsymbol{U}_L\boldsymbol{U}_L^{T}]\boldsymbol{W}=\boldsymbol{E}[x(n)\boldsymbol{U}_L] \tag{11.36}$$

对第 (N_f+1) 项，假设 $z(n)\simeq q(n)$且剩余的 N_b项为零，则 p 估计 $E[x(n)z(n+m)]=h_m$。即有

$$p_i=\begin{cases}h_{-i} & i\in\{-N_f,\cdots,-1,0\}\\ 0 & i\in\{1,2,\cdots,N_b\}\end{cases} \tag{11.37}$$

所以优化权重可写为

$$\boldsymbol{W}=\mathscr{R}^{-1}\boldsymbol{p} \tag{11.38}$$

这些矩阵方程也可以改写为一系列线性方程[46]。对正馈滤波器，有

$$\sum_{j=-N_f}^{0}\Psi_{lj}w_j=h_{-1},l=-N_f,\cdots,-1,0 \tag{11.39}$$

式中　Ψ定义为

$$\Psi_{lj} = \sum_{m=0}^{-l} h_m h_{m+1-j} + N_o\delta_{lj}, l,j = -N_f, \cdots, -1, 0 \tag{11.40}$$

N_0为双边噪声功率谱密度。均衡器中反馈滤波器的系数，可依照正馈部分系数给出，如下式：

$$w_i = -\sum_{j=-N_f}^{0} w_j h_{i-j}, i = 1, 2, \cdots, N_b \tag{11.41}$$

反馈系数的值可完全消除从前一探测符号中的ISI，得到正确的判决结果，且有$N_b \geqslant L$。

11.3.2　参数优化

非理想的FFF和FBF抽头权重，会造成$x(n)$和$\hat{x}(n)$之间的误差始终存在。在本节中，我们对滤波器权重进行优化，以减小误差的均方值。线性滤波器误差序列ε_1可写为

$$\begin{aligned}\varepsilon_1(n) &= x(n) - \hat{x}(n)\\ &= x(n) - \sum_{i=-N_f+1}^{0} w_i z(n-i) + \sum_{i=1}^{N_b} w_i \tilde{x}(n-i)\end{aligned} \tag{11.42}$$

反馈向量W_b是一个增广向量，方便起见，它可写为

$$\widetilde{W}_b = [\mathbf{0}_{1\times\Delta} \quad 1 \quad w_1 \quad \cdots \quad w_{N_b} \quad \mathbf{0}_{1\times(N_f+L-\Delta-N_b-1)}]^T \tag{11.43}$$

式中　Δ（$0 \leqslant \Delta \leqslant N_f + L - 1$）为正馈滤波器的延迟。我们可以改变这个延迟，以减小均方误差。注意，我们可以使$\widetilde{\boldsymbol{W}}_b$的长度等于$N_f + L$，以调整若干个额外的零点。因此，$\widetilde{\boldsymbol{W}}_b$可以与$x(n)$相乘。该条件也可以表示为$(N_f + L) > (N_b + 1)$。通常$N_b \approx L$，所以该式恒为真。现在，式（11.42）可以写为

$$\varepsilon_1(n) = \widetilde{\boldsymbol{W}}_b x(n) - \boldsymbol{W}_f z(n) \tag{11.44}$$

均方误差J_1为

$$\begin{aligned}J_1 &= E[x(n) - \hat{x}(n)]^2\\ &= \widetilde{\boldsymbol{W}}_b^H \mathscr{R}_{xx} \widetilde{\boldsymbol{W}}_b - \widetilde{\boldsymbol{W}}_b^H \mathscr{R}_{xz} \boldsymbol{W}_f - \boldsymbol{W}_f^H \mathscr{R}_{zx} \widetilde{\boldsymbol{W}}_b + \boldsymbol{W}_f^H \mathscr{R}_{zz} \boldsymbol{W}_f\end{aligned} \tag{11.45}$$

在实际的SNR条件下，可以假定前面的探测符号都是正确的。则MSE，即误差的正交函数$\varepsilon_1(n) = x(n) - \hat{x}(n)$，对于当前抽头权重而言最小。最小化的过程等效于，对信号样本z，使得误差ε_1正交[96]。因此有

$$\begin{aligned}&E[z^H \varepsilon_1(n)] = 0\\ \Rightarrow &\widetilde{\boldsymbol{W}}_b^H \mathscr{R}_{xz} = \boldsymbol{W}_f^H \mathscr{R}_{zz}\end{aligned} \tag{11.46}$$

联立式（11.45）与式（11.46），并代换 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{f}}^{\mathrm{H}}$，我们得到：

$$J_1 = \widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{H}} \mathscr{R}_{\mathrm{x/z}} \widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{b}} \tag{11.47}$$

其中 $\mathscr{R}_{\mathrm{x/z}}$ 为

$$\mathscr{R}_{\mathrm{x/z}} = \mathscr{R}_{\mathrm{xx}} - \mathscr{R}_{\mathrm{xz}} \mathscr{R}_{\mathrm{zz}}^{-1} \mathscr{R}_{\mathrm{zx}} \tag{11.48}$$

为了求 $\mathscr{R}_{\mathrm{x/z}}$ 的逆矩阵，我们对 $\mathscr{R}_{\mathrm{x/z}}^{-1}$ 进行 Cholesky 分解：

$$\mathscr{R}_{\mathrm{x/z}}^{-1} = \boldsymbol{\Lambda} D \Lambda^{\mathrm{H}} \tag{11.49}$$

式中 $\boldsymbol{\Lambda}$ 为一个（$N_{\mathrm{f}}+L$）维下三角首一矩阵，D 为（$N_{\mathrm{f}}+L$）维对角矩阵。D 也可写为

$$\boldsymbol{D} = diag(d_0, d_1, \cdots, d_{N_{\mathrm{f}}+L-1}) \tag{11.50}$$

通过分解，我们可以得到均方误差为

$$J_1 = \mathrm{MSE} = \widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{H}} \{\boldsymbol{\Lambda}^{\mathrm{H}-1}\} \boldsymbol{D}^{-1} \boldsymbol{\Lambda}^{-1} \widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{b}} \tag{11.51}$$

为了消除所有的后标串扰，反馈抽头 N_{b} 需要大于信道记忆长度 $N_{\mathrm{b}} \geqslant L$[46]。最可能的简单解是取 $N_{\mathrm{b}} = L$（假设我们知道 L 是多少）。对这种情况，Cioffi 等人在文献［119］中，通过选择 Δ，以使 $\widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{b}}$ 等于 $\boldsymbol{\Lambda}$ 的列，而 $\boldsymbol{\Lambda}$ 的指数等于对角阵 $\boldsymbol{D}$ 中的最大值，从而得到最小的 MSE。即：

$$\max \{d_{N_{\mathrm{f}}} - 1,\ d_{N_{\mathrm{f}}},\ \cdots,\ d_{N_{\mathrm{f}}+L-1}\}$$

该指数等于最优延迟 Δ_{opt}。式（11.52）为它的数学表达式。最后，W_{f} 可以通过代换式（11.46）中的 $\widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{b}}$ 得到

$$\widetilde{\boldsymbol{W}}_{\mathrm{b}}^{\mathrm{opt}} = \boldsymbol{\Lambda}(\text{all rows}, (\Delta_{\mathrm{opt}}+1)th \quad \text{column}) \tag{11.52}$$

11.4 总结

在本节中，我们阐述了一种 Hammerstein 型反馈均衡器，用于 Fi－Wi 上行链路的补偿。同时，我们还介绍了两种方法优化多项式滤波器参数，一种是不需要明确的信道估计，在接收端进行 QR 分解的方法。另一种是递归最小二乘自适应算法。线性滤波器参数的优化根据相关矩阵的 Cholesky 分解进行。

对线性和非线性失真进行分立补偿有如下有点：

1）当线性动态系统为一个快速变化的无线信道时，该架构有独特的优势。它只需要更新线性滤波器系数，而不需要改变非线性补偿滤波器系数。

2）这种架构同样对多用户共享一个非线性链路的情况非常有效，如光纤信道。在这种情况下，PLF 可以对所有用户统一设置，而只需要针对不同用户分别设置线性滤波器。

12 Hammerstein 型 DFE 的性能评估

上一章开发了一个针对组合 Fi - Wi 上行链路的有效均衡方案。这个方案分离了时变无线信道补偿和静态非线性补偿。在本章中，我们将对这种 Hammerstein 型 DFE 的性能进行考察。MSE 评估对多项式滤波器（Polynomial Filter，PLF）和 DFE 分别进行，以独立理解每个部分的工作情况。PLF 的误差是信号功率、噪声功率（即 SNR）、信道级数、补偿多项式，以及动态范围的函数。DFE 的误差幅度是 SNR 以及正馈和反馈滤波器长度的函数。

12.1 多项式滤波器评估

在本节中，先来评估多项式滤波器的估计误差 $\varepsilon_{\mathrm{p}}=z(n)-q(n)$。

由式（10.12），每个可分离 Volterra 核 $w_i(n)$ 都是信道记忆 L 和补偿多项式次数 N 的函数。由式（10.5）可知，接收的信号 $r(n)$ 是 $w_i(n)$（$1\leqslant i\leqslant l$）的和。所以，MSE J_{p} 与信道多项式次数 l、信道记忆 L，和补偿多项式次数 N 的关系可如下表示：

$$J_{\mathrm{p}}(l,L,N)=E[\varepsilon_{\mathrm{p}}^2]=E[|z(n)-q(n)|^2] \tag{12.1}$$

12.1.1 时间色散的非线性变换

假设无线信道的冲击响应如图 12.1 所示。在图中，存在 L_{f} 个前标和 L_{b} 个后标，总共有 $(L+1)=L_{\mathrm{f}}+L_{\mathrm{b}}$ 个标记信号。设 $\{x(n)\}$ 为足够长的数据序列。则，由式（10.6），第一阶核刚好为线性卷积：

$$w_1(n)=A_1\sum_{m=-L_{\mathrm{b}}}^{L_{\mathrm{f}}}h(m)x(n-m) \tag{12.2}$$

它可以展开为

$$w_1(0)=A_1\{x(-L_{\mathrm{b}})h(L_{\mathrm{b}})+\cdots+x(0)h(0)+\cdots+x(L_{\mathrm{f}})h(-L_{\mathrm{f}})\} \tag{12.3}$$

设在 $n=0$ 时进行判决，则所求项为 $x(0)h(0)$，并存在 L 个干扰符号。换言之，在任意时刻 n 的接收信号都是 $L+1$ 项和。一般对线性信道，满足这种规律。不过，在我们的例子中，存在更高阶项。例如，冲击响应的二阶项为

$$w_2(n)=A_2\sum_{m_1=-L_{\mathrm{b}}}^{L_{\mathrm{f}}}h(m_1)x(n-m_1)\sum_{m_2=-L_{\mathrm{b}}}^{L_{\mathrm{f}}}h(m_2)x(n-m_2) \tag{12.4}$$

它可以展开为

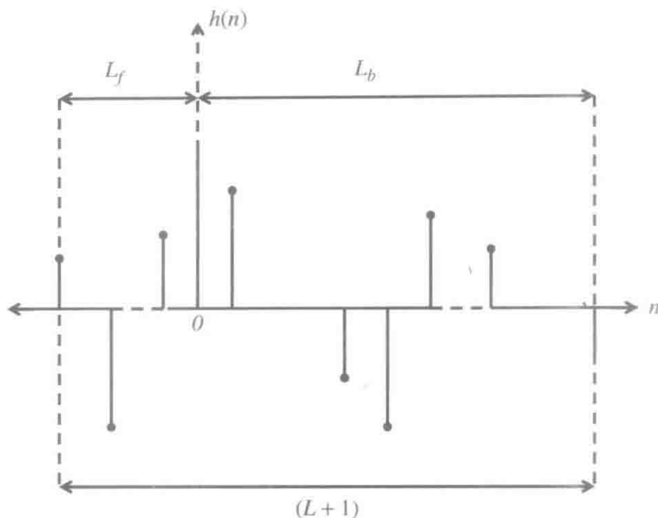


图 12.1 无线信道的典型冲击响应

$$
\begin{aligned}
w_2(0) = A_2\{ & x^2(-L_b)h^2(L_b) + x^2(-L_b+1)h^2(L_b-1)\cdots + x^2(L_f)h^2(-L_f) \\
& + 2[x(-L_b)h(L_b)x(-L_b+1)h(L_b-1) + \cdots] \\
& + x(L_f-1)h(-L_f+1)x(L_f)h(-L_f)\}
\end{aligned}
\tag{12.5}
$$

假设，对所有 a 和 b，$x(a)h(b)$ 和 $h(b)x(a)$ 两项不一样，则因为二次非线性的存在，会出现 $(L+1)^2$ 个项。相应的，假设对所有 a 和 b，$x(a)h(b)$ 和 $h(b)x(a)$ 两项不一样，则会因为三阶非线性，存在

$$
\begin{aligned}
w_3(n) = & A_3 \sum_{m_1=-L_b}^{L_f} h(m_1)x(n-m_1) \sum_{m_2=-L_b}^{L_f} h(m_2)x(n-m_2) \\
& \times \sum_{m_3=-L_b}^{L_f} h(m_3)x(n-m_3)
\end{aligned}
\tag{12.6}
$$

三阶项有 $(L+1)^3$ 个。继续进行展开，我们可以看到，色散信道的非线性映射串扰项数量 N_{isi}，呈成几何级数增加。它可以表示为

$$
N_{isi} = L + (L+1)^2 + (L+1)^3 + \cdots + (L+1)^l \tag{12.7}
$$

在上式中，信道记忆为八，加上三阶非线性，总共有 818 个串扰项。当信道记忆为 10，且包括五阶非线性时，串扰项增加为 161051。

除此之外，还有另外一个问题需要解决。因为非线性映射，前标和后标项会出现交叉相乘。展开式（12.6），并如式（12.8）一样分离所求项 $x(0)h(0)$ 后，可以很明显看到这一点。另外，在式（12.8）中，前标和后标项也会和所求项相乘。因为 DFE 中实际采用两种滤波器分别处理前标和后标项，所以交叉相乘问题会对

性能造成严重影响。除非多项式滤波器可以足够程度削弱它们。不仅如此，还有一点需要说明的是，功率偶次项永远为正，而奇次项则有正有负：

$$
\begin{aligned}
w_3(0) = A_3 \Bigg\{ & \sum_{m=-L_b}^{L_f} x^3(m)h^3(-m) + 3x(0)h(0) \sum_{\substack{=-L_b \\ m\neq 0}}^{L_f} x^2(m)h^2(-m) \\
& + 3x(0)^2h(0)^2 \sum_{\substack{m=-L_b \\ m\neq 0}}^{L_f} x(m)h(-m) \\
& + 3\sum_{\substack{m_1=-L_b \\ m_1\neq 0}}^{L_f} x^2(m_1)h^2(-m_1) \sum_{\substack{m_2=-L_b \\ m_2\neq m_1,0}}^{L_f} x(m_2)h(-m_2) \\
& + 3x(0)h(0) \sum_{\substack{m_1=-L_b \\ m_1\neq 0}}^{L_f} x(m_1)h(-m_1) \sum_{\substack{m_2=-L_b \\ m_2\neq m_1,0}}^{L_f} x(m_2)h(-m_2) \\
& + \sum_{\substack{m_1=-L_b \\ m_1\neq 0}}^{L_f} x(m_1)h(-m_1) \sum_{\substack{m_2=-L_b \\ m_2\neq m_1,0}}^{L_f} x(m_2)h(-m_2) \\
& \times \sum_{\substack{m_3=-L_b \\ m_3\neq m_1,m_2,0}}^{L_f} x(m_3)h(-m_3) \Bigg\}
\end{aligned}
\tag{12.8}
$$

12.1.2 逆多项式变换

多项式滤波器通过另一种多项式变换，去除非线性项。在第 10 章中，我们有到 $r(n)=w_1(n)+w_2(n)+\cdots+w_1(n)+v(n)$。现在，PLF 输出可以表示为 $z(n)=g_0+g_1r(n)+\cdots+g_Nr(n)$。假如我们用 $w_i(n)$ 代换 $r(n)$，求解 $z(n)$，则 PLF 输出出现的串扰项数量 N_{l+N} 也会出现几何级数增长，且步长不同于原串扰项增加的步长。这两种呈几何级数趋势增加的串扰项数量和是 L、l 和 N 的函数。当假设对所有 a 和 b，$x(a)h(b)$ 和 $h(b)x(a)$ 两项不一样时，级数最高阶为：$N+l$。由性质 $w_i(n)\propto w^i(n)(1\leqslant i\leqslant l)$，我们可以导出串扰项的总数为

$$
N_{l+N} = \sum_{i=1}^{N}\left\{\sum_{j=1}^{l}(L+1)^j\right\}^i \tag{12.9}
$$

考虑串扰功率 P_{int}，它从其他符号混入所求符号 $x(0)$。我们可以得到串扰功率的如下几个性质：

1）双几何级数的阶数是 $N+l$。因此，P_{int} 有极其多项。当 $l\geqslant 3$，$N\geqslant 2$，取 L 阶数为 10 时，P_{int} 超过两百万项。

2）每一个 P_{int} 项都是 $x(n)$ 和 $h(n)$ 的高阶交叉相乘项（$-L_b\leqslant n\leqslant L_f$），与式

(12.8) 类似。因此，P_{int}与数据 $x(n)$ 高度相关。

3) 由以上性质，P_{int}与 $h(n)$ ($-L_{\text{b}} \leqslant n \leqslant L_{\text{f}}$; $n \neq 0$) 同样显著相关。

4) 在实际情况中，P_{int}远小于信号功率。

最后，PLF 的输出 $z(n)$，和 $q(n)$ 成正比。因为 $q(n)$ 是线性信道 $h(n)$ 包含 L 阶串扰项的输出，所以 $z(n)$ 也包含 L 阶线性串扰项的和。另外，非线性部分会造成更高阶的串扰项，当残差为 ε_{p} 时，其功率为 P_{int}。

因此，Wiener 型非线性信道的码间串扰功率 P_{int}，与信号和信道冲击响应相关。不过，根据 Weierstrass 定理，我们可以通过选择合适阶数的有界输入/有界输出多项式滤波器，使这个功率缩小到任意小。

12.1.3 多项式滤波器误差的期望

在本节中，我们对多项式滤波器误差 $\varepsilon_{\text{p}}(n) = z(n) - q(n)$的方均值：

$$J_{\text{p}} = E[\varepsilon_{\text{p}}^2] = \overline{z^2(n) - 2z(n)q(n) + q^2(n)} \tag{12.10}$$

进行评估。

我们假设独立恒等分布 (i.i.d) 数据序列 $x(n) \in \{-1,1\}$。对所有 n 有均等的概率；且对所有 $m \neq n$，$x(n)$ 与 $x(m)$ 不相关。则有

$$E[q(n)] = \sum_{m=-L_{\text{b}}}^{L_{\text{f}}} h(n-m)E[x(m)] = 0 \tag{12.11}$$

因为 $x(n) \in \{-1,1\}$，所以对所有 m，$x^2(m) = 1$。假设每个信道路径间无交互相关，我们可以得到：

$$E[q^2(n)] = \sum_{m=-L_{\text{b}}}^{L_{\text{f}}} h^2(n-m) \tag{12.12}$$

因为 $x^3(m) = x(m) \times x^2(m) = x(m)$，且 $E[x(m)] = 0$ (均等概率性质)，我们可以得到

$$E[q^3(n)] = \sum_{m=-L_{\text{b}}}^{L_{\text{f}}} h^3(n-m)E[x^3(m)] = 0 \tag{12.13}$$

因为 $E[x^4(m)] = E[x^2(m) \times x^2(m)] = 1$，所以有

$$E[q^4(n)] = \sum_{m=-L_{\text{b}}}^{L_{\text{f}}} h^4(n-m) \tag{12.14}$$

同样的，我们可以得到 $q(n)$ 所有奇次项的期望都为零。所有偶次项的期待，为相应的信道冲击响应 $h(n)$ 的高阶项之和。其结果如下所示。我们定义一个一般符号 σ_{h}^i 为

$$\sigma_{\text{h}}^i = \sum_{m=-L_{\text{b}}}^{L_{\text{f}}} h^i(m) \tag{12.15}$$

则有

$$E[q^i]=\begin{cases}\sigma_h^i & i \text{ 为偶数} \\ 0 & i \text{ 为奇数}\end{cases} \tag{12.16}$$

式中 i 为正整数。在上式和接下来的各式中，我们将会不使用时标(n)，这是方便读者明白所有操作都是在离散时间片段 n 中完成的。

现在，考虑信道非线性 $r=\sum_{i=1}^{l}A_iq^i+v$。只需要考虑奇次项，因为偶次非线性项产生的谐波，一般都要比载波频率高一个倍频程。在这种情况下，假设 l 为奇数，r 可以写作：

$$r=\sum_{i=0}^{(l-1)/2}A_{2i+1}q^{2i+1}+v \tag{12.17}$$

现在，我们需要分析高功率时 r 的期望。考虑一个函数：

$$f(a)=\sum_{i=1}^{l}a_i \tag{12.18}$$

对 n 为正整数，有 $f^n(a)$。在 $f(a)$ 变为 n 次后，其每一项的 a_i 的次数都是 n 次，即 a_i^n，$a_ia_i^{n-1}$，…，$a_i^2a_ja_k^{n-3}$。因为 r 只包含的奇次项，所以 r 扩大奇数次后，同样是 q 的奇次项加权和。

由式（12.11）和式（12.13），q 的奇次项期望是零，所以 r 的奇次项期望也是零：

$$E[r^i(n)]=0 \quad i\in 1,3,5,7,\ldots,\infty \tag{12.19}$$

这里假设噪声是零均值，且与信号无关的。

为了评估 r 的偶次项期望，我们首先定义二阶期望 σ_r^2：

$$\sigma_r^2=E[r^2] \tag{12.20}$$

则，由式（12.17）和式（12.16），对所有正奇数 l，二阶期望 $E[r^2]$ 可写为

$$E[r^2]=\sum_{i=0}^{(l-1)/2}A_{2i+1}^2\sigma_h^{4i+2}+\sum_{i,j=0;i\neq j}^{(l-1)/2}A_{2i+1}A_{2j+1}\sigma_h^{2i+2j+2}+\sigma_v^2 \tag{12.21}$$

式中 σ_v^2 为噪声方差。例如，当 $l=3$ 时，式（12.21）化简为

$$\sigma_r^2=A_1^2\sigma_h^2+A_3^2\sigma_h^6+2A_1A_3\sigma_h^4+\sigma_v^2 \tag{12.22}$$

对给定的 l，高阶（偶次）奇次期望为

$$E[r^{2j}]=E\left[\left\{\sum_{i=0}^{(l-1)/2}A_{2i+1}q^{2i+1}+v\right\}^{2j}\right] \tag{12.23}$$

式中 j 为正整数。例如，对 $l=3$，$E[r^4]=\sigma_r^4$ 为

$$\sigma_r^4=A_1^4\sigma_h^4+A_3^4\sigma_h^{12}+4A_1A_3^3\sigma_h^{10}+4A_1^3A_3\sigma_h^6+6A_1^2A_3^2\sigma_h^8+\sigma_v^4 \tag{12.24}$$

注意，式（12.24）中 A_i 的次数为 4。

下面计算 $z=\sum_{i=1}^{N}g_ir^i$ 的高阶期望。由式（12.19）的性质以及推导 $E[r^2]$ 的方法，我们可以直接得出：

$$E[z^2]=\sum_{i=1}^{N}g_i^2\sigma_r^{2i}+\sum_{\substack{i,j=1\\ i\neq j;i+j=\text{偶数}}}^{N}g_ig_j\sigma_r^{i+j} \tag{12.25}$$

现在，我们考虑 $zq = \sum_{i=1}^{N} g_i r^i q$。我们需要求 $E[zq] = \sum_{i=1}^{N} g_i E[r^i q]$。我们首先求 $rq = r \times q$ 的期望

$$rq = \sum_{i=0}^{(l-1)/2} A_{2i+1} q^{(2i+2)} + vq \tag{12.26}$$

同样假设 l 为奇数，且噪声与信号无关，我们可以得到

$$E[rq] = \sum_{i=0}^{(l-1)/2} A_{2i+1} \sigma_{\mathrm{h}}^{2i+2} \tag{12.27}$$

注意，虽然 $E[r]=0$，但是 $E[rq] \neq 0$。因为二次期望 $E[r^2 q]=0$ 只包含 q 的奇次项。同理，所有的偶次期望，如 $E[r^4 q]$、$E[r^6 q]$都为零。由式（12.28）可得所有的奇次期望，其中 j 为正整数：

$$E[r^{2j-1} q] = E\left[q \left\{ \sum_{i=0}^{(l-1)/2} A_{2i+1} q^{2i+1} + v \right\}^{2j-1} \right] \tag{12.28}$$

最后，将以上结果代入式（12.10），则多项式滤波器的均方误差为

$$\begin{aligned} J_p &= E[z^2] - 2E[zq] + E[q^2] \\ &= \sum_{i=1}^{N} g_i^2 \sigma_{\mathrm{r}}^{2i} + \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j; i+j = \text{偶数}}}^{N} g_i g_j \sigma_{\mathrm{r}}^{i+j} \\ &\quad - 2\sum_{i=1}^{N} g_i E[r^i q] + \sigma_{\mathrm{h}}^2 \end{aligned} \tag{12.29}$$

注意，J_{D} 为信道冲击响应 $h(n)$、多项式系数和逆多项式系数 A_i 和 g_i，以及噪声功率 σ_{v}^2。

为了求的上界和下界，我们需要在最坏和最好情况下估计 J_{p}。设 $l=1$ 且 $N=1$，即无非线性。则取 $g_1 = A_1 = 1$，代入式（12.29），有 $J_{\mathrm{p}} = \sigma_{\mathrm{v}}^2$。这就是最好情况对应的 J_{D} 下界。其他情况下，$J_{\mathrm{p}} > \sigma_{\mathrm{v}}^2$。不过，当 $l>1$ 时，J_{D} 也是 $h(n)$ 的函数。J_{D} 的上界对应了信道最坏情况的冲击响应。在 12.3.1 节中，我们已经对这种情况进行了分析。

12.2 线性滤波器评估

上一节对多项式滤波器的均方误差性能进行了评估。本节将关注线性滤波器的均方误差性能。对比多项式滤波器，在非常多的文献都可找到对标准的线性滤波器 DFE 性能的研究。

12.2.1 无限长结果

Salz 等人[120]，得到了无限长度正馈和反馈滤波器 DFE 的最小均方误差。其 MMSE，作为实际 DFE 的性能边界，为

$$\mathrm{MMSE}_{\mathrm{inf}} = \exp\left\{T_{\mathrm{c}}\int_{-1/2T_{\mathrm{c}}}^{1/2T_{\mathrm{c}}}\ln\left[\frac{N_{\mathrm{o}}}{|H(f)|^{2}+N_{\mathrm{o}}}\right]\mathrm{d}f\right\} \tag{12.30}$$

式中 N_{o} 为复变加性白高斯噪声的功率谱密度，$H(f)$ 为 $h(n)$ 的傅里叶变换，其定义为

$$H(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi fn} \tag{12.31}$$

12.2.2 有限长结果

由对角矩阵 $\boldsymbol{D}$ 的最大值，可以得出 DFE 的 MMSE。其矩阵最大值在 $N_{\mathrm{f}-1}$ 到 $d_{N_{\mathrm{f}}+L-1}$ 之间[119]。因此有

$$\mathrm{MMSE} = \max\{d_{N_{\mathrm{f}-1}}, d_{N_{\mathrm{f}}}, \cdots, d_{N_{\mathrm{f}}+L-1}\}^{-1} \tag{12.32}$$

$$= d_{\Delta_{\mathrm{opt}}}^{-1} \tag{12.33}$$

通常，MMSE 是 N_{f} 和 N_{b} 的函数。但当 $N_{\mathrm{b}} \geqslant L$ 时，不存在误差传播，后标效应可以忽略[46]。因此，此时的误差只是 N_{f} 的函数。

12.3 实例研究

在本节中，我们由式（12.29），对 Hammerstein 型 DFE 的性能进行数值评估。

12.3.1 多项式滤波器的方均误差

在本节中，我们考虑在两种不同的信道中，对多项式滤波器的 MSE 性能进行评估：一种是实际的多径信道，另一种是带有均等强度的多路径的理想信道。第一种信道有实际意义，而第二种则提供了一种最坏情况。

12.3.1.1 实际信道

多项式滤波器的 MSE 是信道冲击响应 $h(n)$，信道非线性 l、多项式滤波器阶数 N 和噪声功率 σ_{v}^{2} 的函数。为了评估 MSE，需要在室内环境中测量功率延迟特性。图 12.2 所示为室内信道的功率延迟特性测量结果。测量环境位于 Calgary 的 NovAtel™大厦的三楼[121]。

由图 12.2，我们可以得到最大延迟大约为 150ns。由此可以得到数据仓位数 L_{b}，它反映了比特率。例如，对 32 的延迟扩散，10Mbit/s，码片时间为 3.125ns。因此，可得 $L_{\mathrm{b}} \approx 150/3.125 \approx 48$。信道冲击响应 σ_{h}^{k} 的高阶期望如图 12.3 所示。从图中我们可以看出，在较低比特率（较少的数据仓位）时，h（n）的高阶期望更明显。在高比特率时，其高阶期望显著下降。图 12.4 和图 12.5 为选择不同补偿多项式阶数 N 时，PLF 的 MSE 与 SNR 和 L_{b} 的关系。图 12.3 中的数据显示，MSE 随着 L_{b} 增加，而 σ_{h}^{k} 会随着 L_{b} 下降。不仅如此，对比两张图我们可以得到，对相同的

SNR，三阶补偿（$N=3$）的 MSE 小于二阶（$N=2$）补偿。

另外，MSE 随着 SNR 下降的趋势是非线性的。在图 12.6 和图 12.7 中可明显看到这一现象。当 SNR 超过 20dB 时，MSE 下降非常少。这是因为这种情况下，噪声不再是限制因子，而 L、l，和 N 的影响将更大。

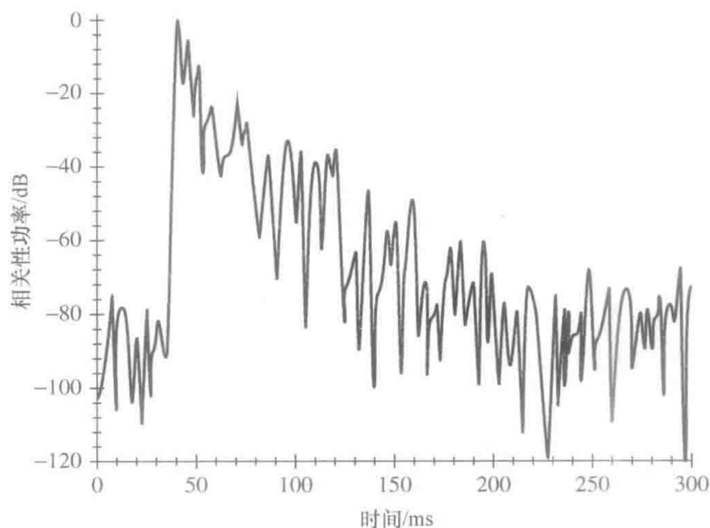


图 12.2 室内无线信道的功率延迟特性测量值[121]

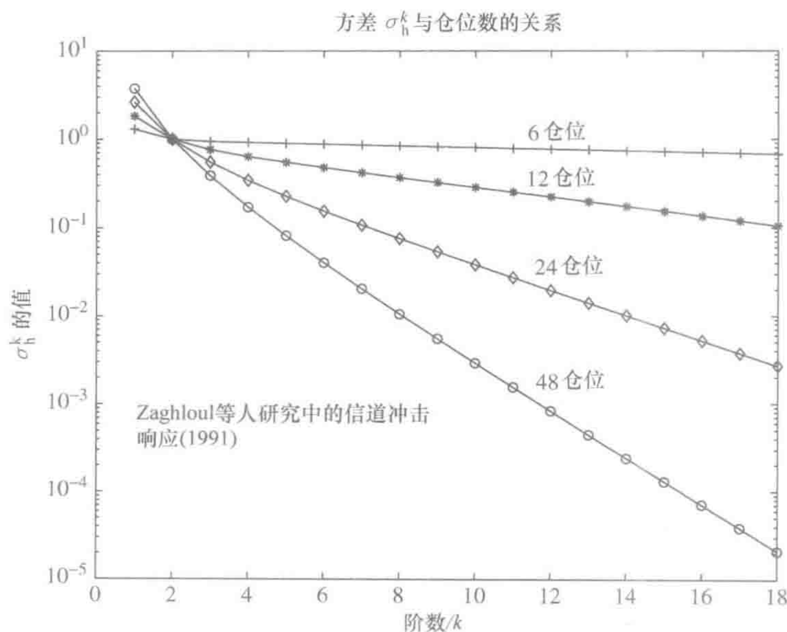


图 12.3 图 12.2 中功率延迟特性信道的高阶期望

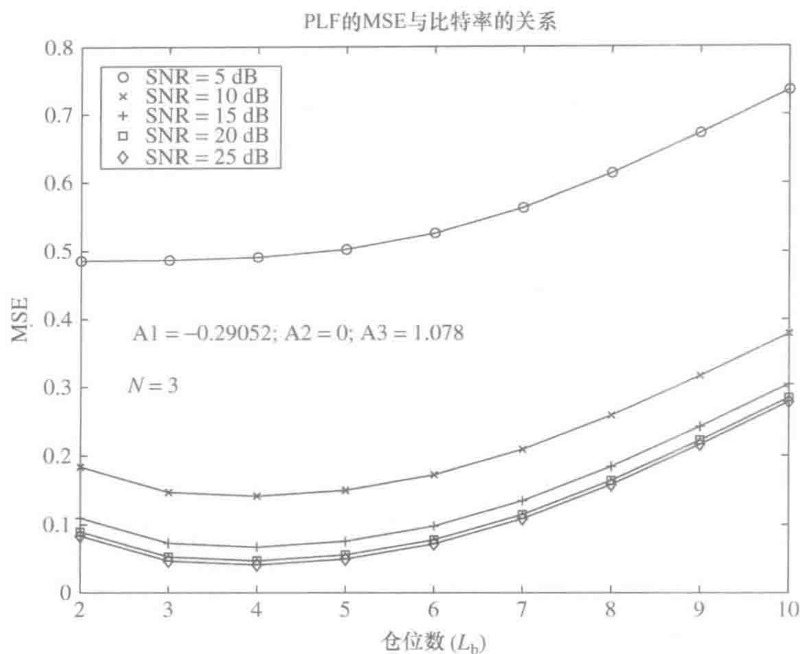


图 12.4　多项式滤波器 MSE 与三阶补偿数据仓位数 L_b 之间的关系

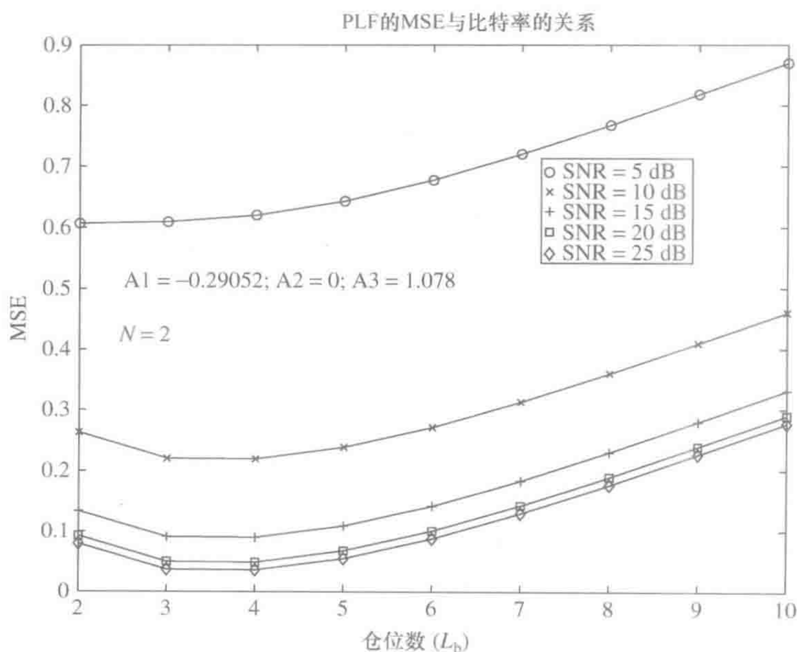


图 12.5　多项式滤波器 MSE 与二阶补偿数据仓位数 L_b 之间的关系

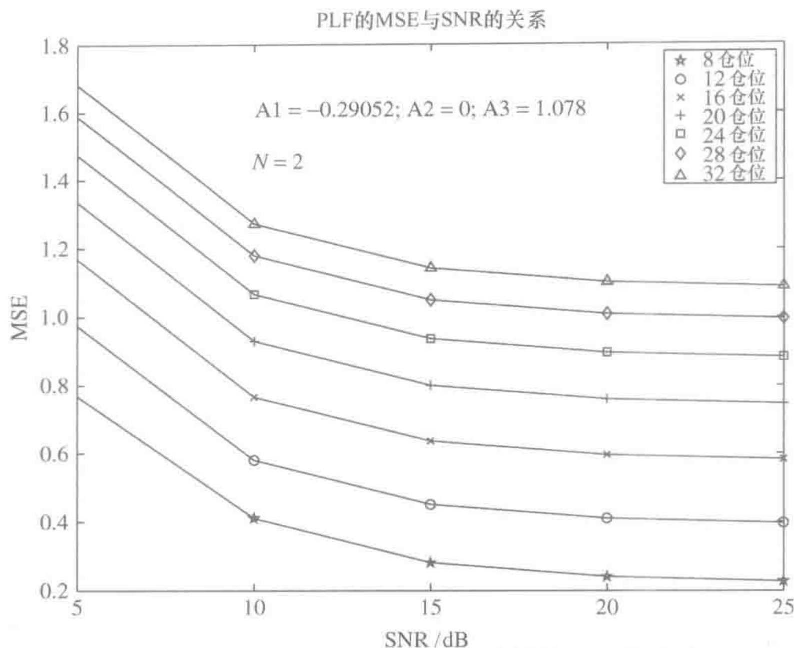


图 12.6 多项式滤波器 MSE 与二阶补偿 SNR 的关系

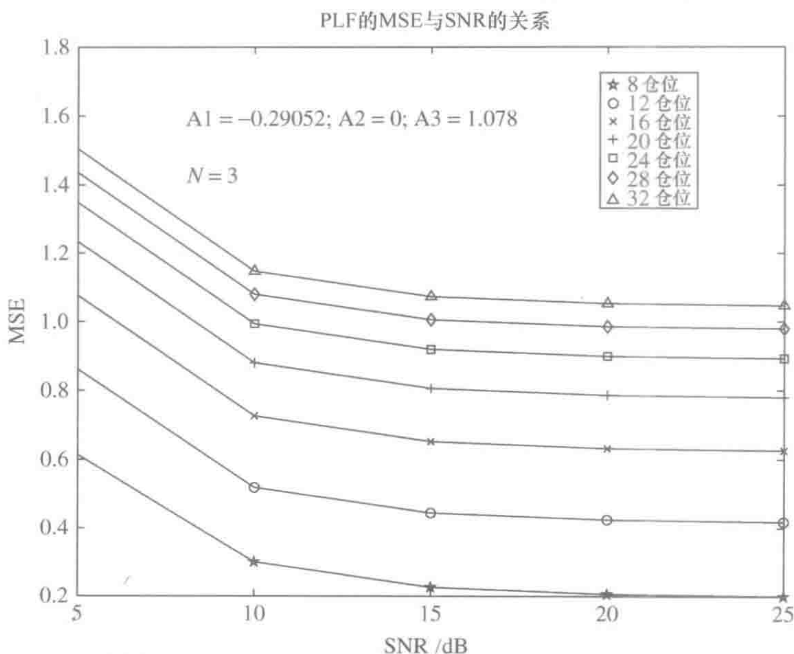


图 12.7 多项式滤波器 MSE 与三阶补偿 SNR 的关系

12.3.1.2 最坏情况信道

对最坏情况评估，我们首先假定多径信道的所有路径都有相同的强度。$(L+1)$路径的冲击响应如式（12.34）所示，它包含了一个维数归一化因子$(1\times(L+1))$。信道记忆长度为 L。

$$h(n) = \frac{1}{(L+1)}[1;1;\cdots;1]_{(1\times(L+1))} \tag{12.34}$$

最坏情况信道的高阶期望如图 12.8 所示。我们可以看到，高阶期望会随着信道记忆 L 增加而快速减小。图 12.9 和图 12.10 表示了多项式滤波器的均方误差与信道

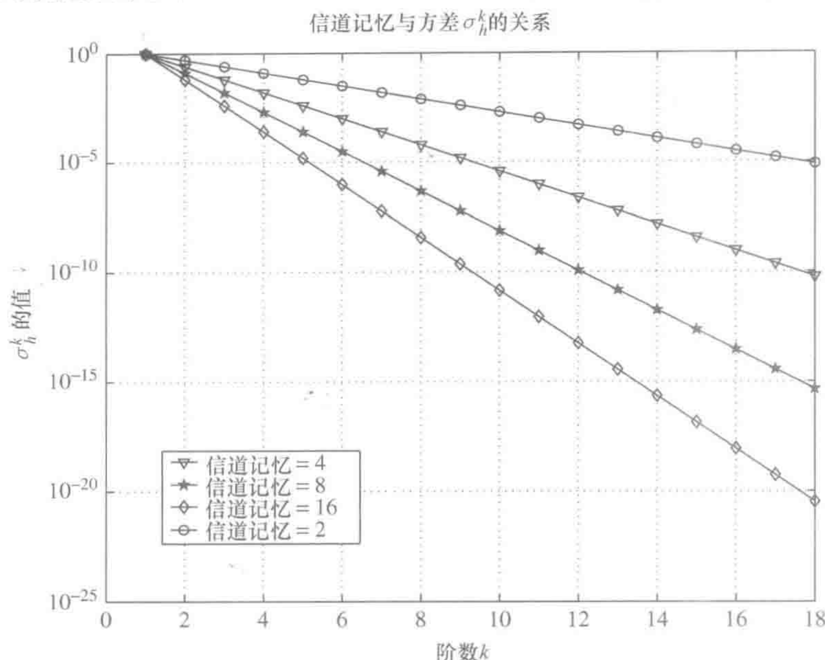


图 12.8　最坏情况信道的记忆方差 σ_h（版权归 IEEE[117] 所有）

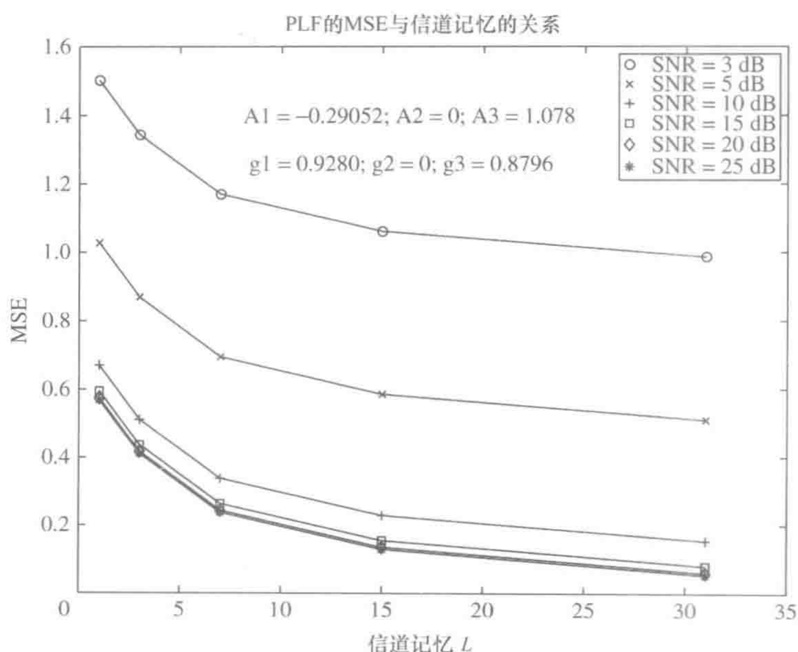


图 12.9　最坏情况信道下三阶补偿 PLF 的 MSE 与信道记忆的关系（版权归 IEEE[117] 所有）

记忆 L 的关系。这里我们可以看到，MSE 会随着 L 增加而减小，而在 L 很大时饱和。这两种现象的原因是相同的。归一化使得每条路径的增益$\left(\frac{1}{L+1}\right)$会随着 L 增加而减小。

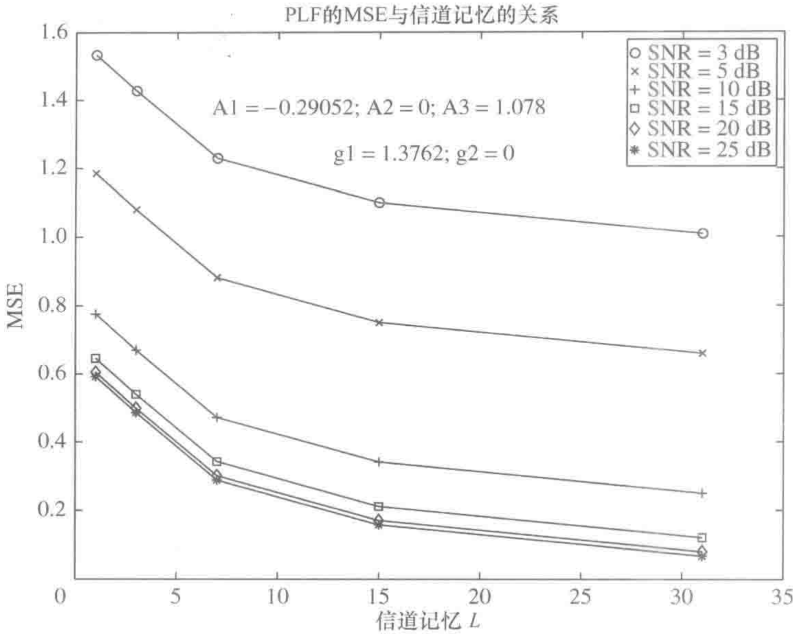


图 12.10　最坏情况信道下二阶补偿 PLF 的 MSE 与信道记忆的关系

图 12.11 表示了二阶补偿 PLF 的 MSE 与最坏情况信道的 SNR 之间的关系。

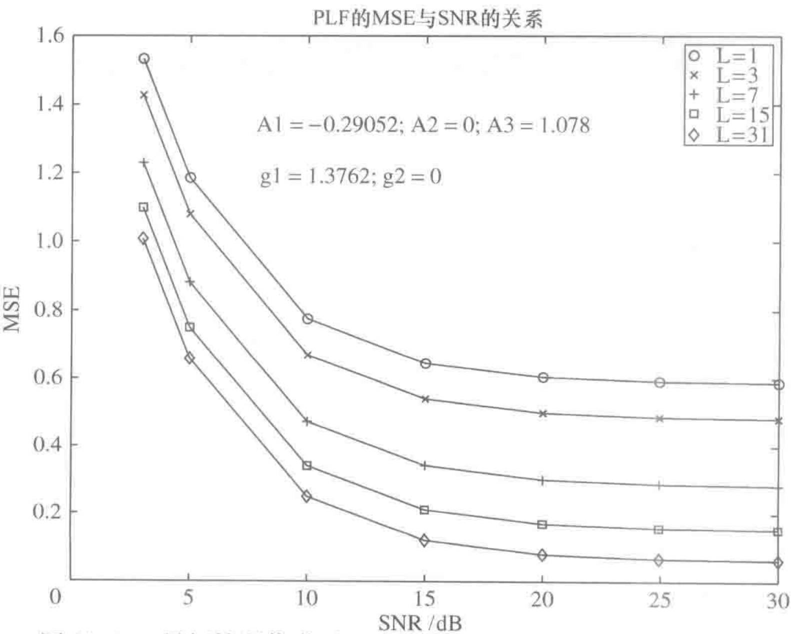


图 12.11　最坏情况信道下二阶补偿 PLF 的 MSE 与 SNR 的关系

MSE 随着 SNR 呈非线性下降。当 SNR 超过 20dB 时，MSE 几乎水平。这是因为这种情况下，噪声不再是限制因子，而 L、l，和 N 的影响将更大。

12.3.2 线性滤波器的方均误差

线性滤波器的方均误差如式（11.51）所示。延迟 Δ 函数表示 FFF 有足够长度且 $N_b = L$。一般的，最优延迟 Δ_{opt}在（$N_f - 1 \leq \Delta_{opt} \leq N_f + L - 1$）之间。最优延迟对应了 D 的最大值。为了确定 Δ_{opt}的准确值，我们进行了仿真，并确定 HDFE 的最优延迟为 $N_f - 1$。图 12.12 所示为仿真的结果，其中 D 的归一化峰值对应的延迟为 15 单位。此延迟刚好对应了 MSE 的最小值。我们在仿真中假设 N_f为 16。此结果与 Cioffi 等人的结果一致。在 Coiffi 等人的研究中，足够长的正规滤波器对应的最优延迟也为 $N_f - 1$。

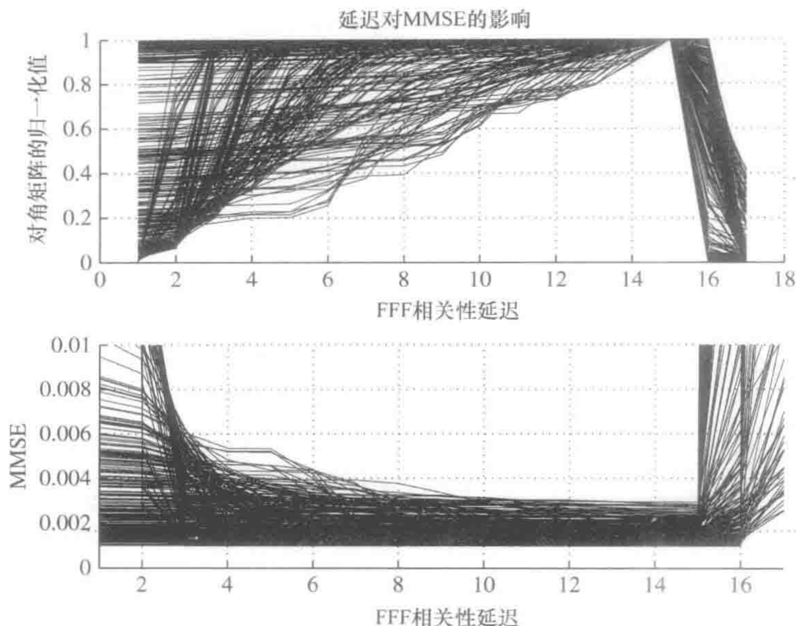


图 12.12　MMSE 与正馈滤波器延迟之间的关系

12.3.3 HDFE 的 BER 性能

最后，HDFE 的 BER 性能如图 12.13 所示。最下方的曲线为线性信道中基本 DFE 的性能，其 FFF 和 FBF 滤波器参数设置相近。
另外三条曲线为非线性信道 $r(n) = -0.29052q(n) + 1.078q^3(n)$ 条件下 DFE 的性能。仿真设置了一条主要直线 Rician 衰落信道路径，和四条更大衰落的路径，所以 $L = 4$。线性滤波器的长度设置为 $N_b = L$，$N_f = 5L$。Rician 信道的 K 因子为 0.4。不考虑多普勒扩散。仿真使用 Matlab™ 环境中的 Simulink™ 动态系统仿真器。

结果显示通过适当补偿（由一个五阶 PLF 补偿三阶信道），HDFE 的性能在线

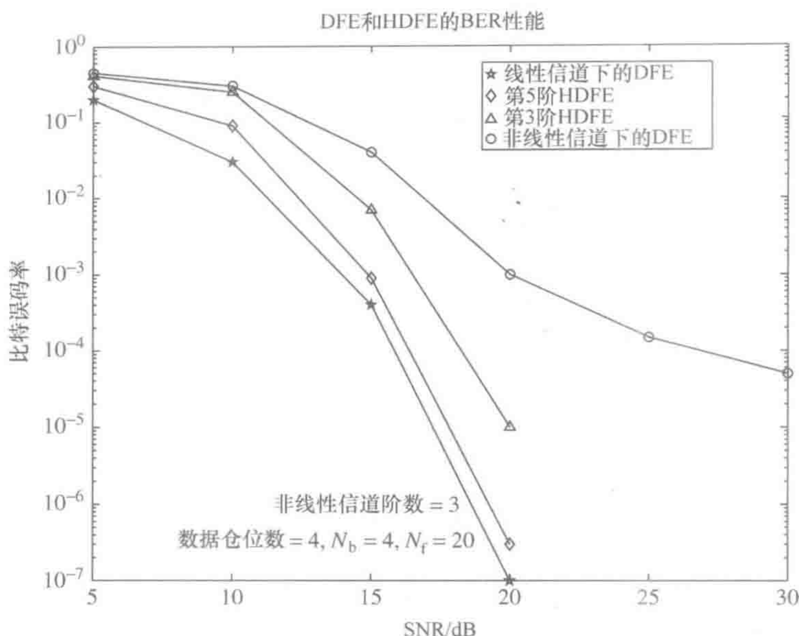


图 12.13 HDFE 的比特误码率性能与 DFE 的比较（版权归 IEEE[117] 所有）

性信道中与 DFE 近似。它与较高 SNR 时的线性 DFE 性能接近。这是因为在较低 SNR 时，非线性失真和噪声影响了 HDFE 的性能。当使用二阶 HDFE 时，性能会出现劣化。不过，在高 SNR 下，二阶 HDFE 会比标准 DFE 性能更优。DFE 在较高 SNR 时，因为 NLD 的，有无法克服的 BER 瓶颈。

12.4 总结

本章分析了 HDFE 的性能。首先，当多径信道后级联非线性系统时，串扰码的数量将大幅增加。这取决于信道记忆和非线性。我们也考察了非线性传输后 ISI 项的静态性质。

本章还推导了多项式滤波器估计误差 J_p 的均方值。其下界为噪声功率。典型值取决于信道信道响应 σ_h^k 的高阶期望，以及多项式系数 g_i 和阶数 N。

我们在实际和最坏情况信道条件下对 MSE 进行了数值评估，并得到一个最优的比特率 L_b 以使 MSE 最小（见图 12.4 和图 12.5）。另一个有意义的发现是最优 L_b 与 SNR 和补偿阶数无关。它主要取决于特定信道的冲击响应。

最后，我们得到了在适当补偿情况下 HDFE 的 BER 性能，三阶信道使用一个五阶 PLF 进行补偿。在线性信道中，HDFE 的性能与 FFF 和 FBF 参数设置相似的 DFE 性能非常接近。

13　多用户 CDMA Fi - Wi 系统

第4代（4G）无线系统可以支持最高1Gbit/s的空中接口数据速率，提供真正意义的无线多媒体互动体验[122]。不过，为了实现高速率，我们需要解决很多技术问题。一个基本，但是非常重要的问题，是RF功率需要支持如此高数据速率的传输——如我们在第1章所述。我们可以很明显的了解到，因为每比特的能量与比特率呈反比关系，所以在同传输功率和路径损耗情况下，接收SNR会随比特率呈正比关系下降。自由空间路径损耗随载波频率增加，会造成在高频劣化的状况，而这些频段正是4G某些操作需要使用的。不仅如此，在相同多径条件下，收到ISI影响的符号数量，也会随着比特率提高而显著增加。在这些情况下，移动设备的功耗也会由于传输功率和附加信号处理量的增加而增加。所有这些问题都表明，在4G网络中，小区面积将会显著减小。因此，Fi - Wi将会是4G网络的一个理想的方案。

直扩码分多址（DS - CDMA）方案，由于若干优势而被4G无线网络所采用[123,124]。DS - CDMA不需要用户之间同步，从而可以实现低功率传输。

因此在本章中，我们将会讨论DS - CDMA Fi - Wi网络的信道估计和均衡策略。

13.1　多用户 Fi - Wi 上行链路模型

在本节中，我们将对非线性多用户Fi - Wi上行链路进行分析。表13.1总结了前文使用过的一些符号。针对每个用户的分立无线信道的多用户CDMA环境如图13.1所示。每个用户产生的数据都由独立的PN序列区分。这个信号通过无线信道（针对该用户），并混入独立的无线信道噪声。在RAP上，接收的多用户RF信号被重新组合，并通过非线性光链路。在中心基站中，带有光接收器噪声的RF信号被复原。这个信号经过下变频，进行基带信号处理。该信号带有大量失真，如：

1）无线信道的ISI；
2）不同路径的损耗（对每个用户）影响动态范围；
3）混入的无线和光信道噪声；
4）CDMA的多址串扰（MAI）；
5）非线性光链路造成的载波再生、带内失真，和交叉相乘项。

表 13.1　Fi－Wi 上行链路的符号总结

符号	描　述
$x_j(n)$	输入 PN 扩散序列，$1\leqslant j\leqslant N$
$h_j(n)$	无线信道冲击相应，$1\leqslant j\leqslant N$
$n_{w(j)}(n)$	无线信道高斯噪声，$1\leqslant j\leqslant N$
$q(n)$	送往光信道的信号
$F(\cdot)$	光信道非线性函数
$n_{op}(n)$	光接收器高斯噪声
$r(n)$	送往中心基站的信号

首先，我们定义系统输出。图 13.1 中 RAP 集总的所有无线信道可写为

$$q(n) = \sum_{j=1}^{N}[x_j(n) * h_j(n) + n_{w(j)}(n)] \tag{13.1}$$

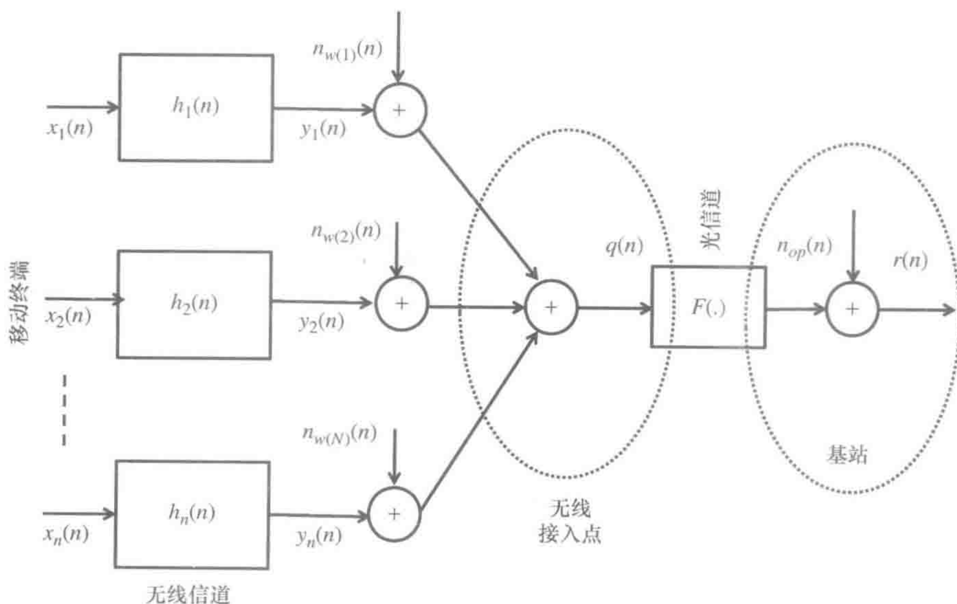


图 13.1　多用户 CDMA 环境的 Fi－Wi 上行链路，显示分立的无线信道和信号非线性（光）信道（版权归 IEEE[126] 所有）

式中　'＊'为卷积；N 为 PN 序列的数量；也就是用户数量。在非线性信道后，Fi－Wi 上行链路的输出为

$$\begin{aligned} r(n) &= \sum_{k=1}^{l} A_k q^k(n) + n_{op}(n) \\ &= \sum_{k=1}^{l} A_k\left(\sum_{j=1}^{N}[x_j(n) * h_j(n) + n_{w(j)}(n)]\right)^k + n_{op}(n) \end{aligned} \tag{13.2}$$

最终输出为

$$r(n) = \sum_{k=1}^{l} A_k \left\{ \sum_{j=1}^{N} \left(\sum_{m_1=-\infty}^{\infty} \cdots \sum_{m_k=-\infty}^{\infty} \prod_{i=1}^{k} h_j(m_i) x_j(n-m_i) + n_{w(j)}^{k}(n) \right) \right\} \tag{13.3}$$

$$+ \mathrm{CMT} + n_{op}(n) \tag{13.4}$$

式中　交叉相乘项（CMT）可以通过多项式性质求得，它有［$2 \times N$］项，l 阶。输出也可以写成 l 阶每个独立的核的输出总和：

$$r(n) = w_1(n) + w_2(n) + \cdots + w_1(n) + n_{op}(n) \tag{13.5}$$

其中 CMT 包含在项 $w_1(n), w_2(n), \cdots, w_1(n)$ 中。由式（13.5）推导出输出是接下来求相关性的关键一步。线性和非线性信道都要通过研究输出 $r(n)$ 和输入 $x_j(n)$，也就是输入 $x_j(n)$ 和第一阶核输出 $w_1(n)$ 的相关性进行估计。

13.2 相关性关系

进行 Fi - Wi 信道估计的下一步，是通过 PN 序列相关性性质，进一步处理上文定义的输入 - 输出关系。

13.2.1 广义输入 - 输出相关性

定义输入 $z(n)$，另 $z(n) = x_j(n)$，代入以下推导。输入 $z(n)$ 与输出 $r(n)$ 的互协方差可写作[⊖]：

$$\mathscr{R}_{zr}(\sigma) = \overline{(r(n) - \overline{r(n)})(z(n-\sigma) - \overline{z(n-\sigma)})} \tag{13.6}$$

本章中将广泛涉及互协方差关系。如上文定义，对 $1 \leqslant j \leqslant N$，$r(n)$，$q(n)$，$n_{op}(n)$，$z(n)$，和 $x_j(n)$，$n_{w(j)}(n)$，各表示相应的信号的均值移除绝对差。在一些情况下，平均电平会与输入相加以保证式（13.5）的奇次项和偶次项都可求第一阶输入输出互相关。不过，在这些情况中，我们只关心第一阶核的输出（稍后会讨论），所以不需要平均电平。移除均值后，互协方差可以写为

$$\mathscr{R}_{zr}(\sigma) = \overline{r(n) z(n-\sigma)} \tag{13.7}$$

代入式（13.5）并简化后有

$$\begin{aligned}
\mathscr{R}_{zr}(\sigma) &= \overline{[w_1(n) + w_2(n) + \cdots + w_1(n) + n_{op}(n)][z(n-\sigma)]} \\
&= \overline{w_1(n) z(n-\sigma) + w_2(n) z(n-\sigma) + \cdots + w_1(n) z(n-\sigma) + n_{op}(n) z(n-\sigma)} \\
&= \overline{w_1(n) z(n-\sigma)} + \overline{w_2(n) z(n-\sigma)} + \cdots + \overline{w_1(n) z(n-\sigma)} + \overline{n_{op}(n) z(n-\sigma)} \\
&= \mathscr{R}_{zw_1}(\sigma) + \mathscr{R}_{zw_2}(\sigma) + \cdots + \mathscr{R}_{zw_1}(\sigma) + \mathscr{R}_{zn_{op}}(\sigma)
\end{aligned} \tag{13.8}$$

它可以进一步合并，得

⊖ 注意我们并没有考虑传输的近远场问题，这个问题将会单独进行研究。

$$\mathscr{R}_{zr}(\sigma) = \sum_{k=1}^{l} \mathscr{R}_{zw_k}(\sigma) + \mathscr{R}_{zn_{op}}(\sigma) \tag{13.9}$$

假设输入 PN 序列和噪声处理都是统计无关的，即$\overline{n_{op}(n)z(n-\sigma)} = 0\ \forall\sigma$，所以$\mathscr{R}_{zn_{op}(\sigma)}$可以忽略不计。式（13.9）变为

$$\mathscr{R}_{zr}(\sigma) = \sum_{k=1}^{l} \mathscr{R}_{zw_k}(\sigma) \tag{13.10}$$

不过，加入直接按上文定义评估$\mathscr{R}_{zr}(\sigma)$，$\sum_{k=2}^{l}\mathscr{R}_{zw_k}(\sigma)$会因为 PN 序列的多维自协方差，而增加出现不正常的值[103]。这一问题可通过用多电平输入测试分离$\mathscr{R}_{zw_1}$（σ）而解决。我们需要注意，假如信道是线性的，则不需要分离$\mathscr{R}_{zw_1}(\sigma)$。因为在线性信道中，$\mathscr{R}_{zw_1}(\sigma) = \mathscr{R}_{zr}(\sigma)$。

多电平测试可以从$\mathscr{R}_{zr}$（σ）提取$\mathscr{R}_{zw_1}$（σ）。这一步是关乎无线信道估计成败的关键一步。多电平测试可以在 RAP 中使用信号$\alpha_m q(n)$进行，其中$\alpha_m \neq \alpha_l$ $\forall m \neq l$。测试重复l次。例如，对一个三阶非线性，多用户系统的输出可写为

$$\begin{aligned} r(n) &= A_1 q(n) + A_2 q^2(n) + A_3 q^3(n) + n_{op}(n) \\ &= w_1(n) + w_2(n) + w_3(n) + n_{op}(n) \end{aligned} \tag{13.11}$$

对多电平输入$\alpha_1 q(n)$，上式变为

$$\begin{aligned} r_{\alpha_1}(n) &= A_1 \alpha_1 q(n) + A_2 \alpha_1^2 q^2(n) + A_3 \alpha_1^3 q^3(n) + n_{op}(n) \\ &= \alpha_1 w_1(n) + \alpha_1^2 w_2(n) + \alpha_1^3 w_3(n) + n_{op}(n) \end{aligned} \tag{13.12}$$

当用上式求$\mathscr{R}_{zr}(\sigma)$时，由式（13.10）可归纳得到

$$\mathscr{R}_{zr_{\alpha_m}}(\sigma) = \sum_{k=1}^{l} \alpha_m^k \mathscr{R}_{zw_k}(\sigma), m = 1,2,\cdots,l \tag{13.13}$$

其中r_{α_m}是多电平输入的系统响应。使用多电平输入进行非线性系统识别的一个重要条件，是电平数应该不小于多项式最高阶（l）。我们假设它们相等。
因此，用矩阵形式表示式（13.13），有

$$\begin{bmatrix} \mathscr{R}_{zr_{\alpha_1}}(\sigma) \\ \mathscr{R}_{zr_{\alpha_2}}(\sigma) \\ \cdot \\ \cdot \\ \mathscr{R}_{zr_{\alpha_l}}(\sigma) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \alpha_1^2 & . & . & \alpha_1^l \\ \alpha_2 & \alpha_2^2 & . & . & \alpha_2^l \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ \alpha_l & \alpha_l^2 & . & . & \alpha_l^l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathscr{R}_{zw_1}(\sigma) \\ \mathscr{R}_{zw_2}(\sigma) \\ . \\ . \\ \mathscr{R}_{zw_l}(\sigma) \end{bmatrix} \tag{13.14}$$

为了检查上面α矩阵的奇异性，我们将它为两个矩阵：

$$\begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & . & . & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 & . & 0 \\ . & 0 & . & . & 0 \\ . & . & . & . & . \\ 0 & 0 & . & . & \alpha_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \alpha_1 & \alpha_1^2 & . & \alpha_1^{l-1} \\ 1 & \alpha_2 & \alpha_2^2 & . & \alpha_2^{l-1} \\ . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . \\ 1 & \alpha_l & \alpha_l^2 & . & \alpha_l^{l-1} \end{bmatrix} \tag{13.15}$$

对 $\alpha_m \neq 0$，式（13.15）中的左侧矩阵显然是非奇异矩阵。式（13.15）的右侧矩阵是一个 Vandermonde 矩阵，它的行列式不为零，对 $\alpha_i \neq \alpha_j$ 有

$$\prod_{1 \leq i < j \leq l} (\alpha_j - \alpha_i) \tag{13.16}$$

因此，对所有的值 σ，式（13.14）有唯一的解 $\mathscr{R}_{zw_i}$（σ），$i=1$，2，⋯，l。现在，可以提出 $\mathscr{R}_{zw_1}(\sigma)$（输入－核相关性），识别处理的最后一步，是求得 $\mathscr{R}_{zw_1}$（σ）与信道冲击响应（Channel Impulse Response，CIR）之间的相关性。注意，奇异矩阵是一个正方阵时，没有逆矩阵。一个奇异矩阵的行列式等于且只等于 0。

13.2.2　多用户下的输入－核相关性

设输入 $x_1(n)$ 和第一阶核输出 $w_1(n)$ 如前文所定义的，且没有广义的失真，则两者之间的互协方差可写为

$$\mathscr{R}_{x_1w_1}(\sigma) = \overline{w_1(n)x_1(n-\sigma)} \tag{13.17}$$

由式（13.14）和式（13.15）替换 $w_1(n)$，可得

$$\mathscr{R}_{x_1w_1}(\sigma) = \overline{\left\{A_1 \sum_{j=1}^{N} \left(\sum_{m_1=-\infty}^{\infty} h_j(m_1)x_j(n-m_1) + n_{w(j)}(n) \right)\right\}\{x_1(n-\sigma)\}} \tag{13.18}$$

上式的前几项可以进行如下扩展，以更明了的表示协方差：

$$\begin{aligned} \mathscr{R}_{x_1w_1}(\sigma) = A_1 \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} [& h_1(m_1)\overline{x_1(n-m_1)x_1(n-\sigma)} + h_2(m_1)\overline{x_2(n-m_1)x_1(n-\sigma)} \\ & + \cdots + h_N(m_1)\overline{x_N(n-m_1)x_1(n-\sigma)}] + \overline{n_{w(1)}(n)x_1(n-\sigma)} \\ & + \overline{n_{w(2)}(n)x_1(n-\sigma)} + \cdots + \overline{n_{w(N)}(n)x_1(n-\sigma)} \end{aligned} \tag{13.19}$$

简化该式，可得

$$\begin{aligned} \mathscr{R}_{x_1w_1}(\sigma) = A_1 \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} [& h_1(m_1)\mathscr{R}_{x_1x_1}(m_1-\sigma) + h_2(m_1)\mathscr{R}_{x_1x_2}(m_1-\sigma) + \cdots + h_N(m_1) \\ & \mathscr{R}_{x_1x_N}(m_1-\sigma)] + \mathscr{R}_{x_1n_{w(1)}}(\sigma) + \mathscr{R}_{x_1n_{w(2)}}(\sigma) + \cdots + \mathscr{R}_{x_1n_{w(N)}}(\sigma) \end{aligned} \tag{13.20}$$

在单用户环境中，只有上式中右侧的 $\mathscr{R}_{x_1x_1}$（$m_1-\sigma$）项，就可完成无线信道的识别。不过，对多用户环境，另外需要两种不同类型的项：

1）[N] 互协方差项 $\mathscr{R}_{x_1n_{w(j;1\leq j\leq N)}}$（$\sigma$）

2）另外的［$N-1$］互协方差 $\mathscr{R}_{x_1x_{j;2\leqslant j\leqslant N}}$（$m_1-\sigma$）

第一个互协方差是所求用户信号和无线信道噪声之间的互协方差项。当假设用户信号和噪声是统计无关时，这类项可以被忽略。但是，对很多用户的情况，这一类噪声项会在识别中造成一些问题。它会对我们方案的 SNR 造成约束。我们将会在 13.4 节中看到这一问题。

第二个互协方差是所求用户输入和其他用户输入之间的互协方差项。这是主要的串扰源，即非线性耦合 MAI。该类串扰与线性 CDMA 中的串扰不同。该类 MAI 必须在系统识别中消除。因为随着用户数量的增加，该类 MAI 也会增加。消除 MAI 可以通过两种两种方法实现：

1）加长 PN 序列以改善协方差关系

2）通过迭代技术减少 MAI

第一种办法相对简单，但是很难实现。我们重点讨论第二种方法。

迭代算法：

步骤 1：运行算法仿真。访问 $x_1(n)\cdots x_N(n)$，r（n）（包含 MAI），初始 CIR 估计 $\tilde{h}_1^{(1)}(n)$ $\cdots\tilde{h}_N^{(1)}(n)$[⊖]。

步骤 2：使用初始/更新的 CIR 估计并得到 PN 输入，卷积逼近 RAP 输入信号 $\tilde{y}_1(n)$ $\cdots\tilde{y}_N(n)$

步骤 3：分离用户，通过进行以上估计方法，从所有劣化的输入 $r(n)$ 中减去所有的线性 MAI。

例如，对用户 1 和用户 2，减去 MAI 的输出分别为

$$\tilde{r}(n)=r(n)-(\tilde{y}_2(n)+\tilde{y}_3(n)+\cdots+\tilde{y}_N(n)) \tag{13.21}$$

$$\tilde{r}(n)=r(n)-(\tilde{y}_1(n)+\tilde{y}_3(n)+\cdots+\tilde{y}_N(n)) \tag{13.22}$$

它给出每个用户的输出估计，而不是其他用户的 MAI。

步骤 4：分别用每个用户输入 PN 序列间的协方差，以及它们各自的去掉 MAI 的输出 $x_1(n)$ $\cdots x_N(n)$，求解更新 CIR 估计 $\tilde{h}_1^{(p)}(n)$ $\cdots\tilde{h}_N^{(p)}(n)$。其中 p 是迭代次数。

步骤 5：重复进行步骤 2 进行迭代，或跳到步骤 6（完成 CIR 估计）

步骤 6：进行光信道估计

我们应该注意步骤 3，步骤 1 中带失真的输出永远要减去线性 MAI 的估计值。随着每一次迭代，减去的 MAI 数量逐渐增大。因为第一阶核 $w_1(n)$ 的输出由多电平测试提取，所以只需减去线性 MAI。此算法的优点是，它在进行 CIR 估计的同时，可以去除错误的峰值；我们将在 13.4 节中对这一点进行更多考察。注意迭代技术需要合适的 CIR 初始值。换句话说，初始估计需要包含实际 CIR 的广义特性。

⊖ 上角标（i）意思是第 i 次循环

在用户数量增加时，这可能成为一个问题。迭代带来的估计性能提升，会因为用户数增加而出现劣化。

对用户 1 信号减去 MAI，并且假设输入和噪声是统计无关的，式（13.20）变为

$$\mathscr{R}_{x_1w_1}(\sigma) = A_1 \sum_{m_1=-\infty}^{\infty} h_1(m_1)\mathscr{R}_{x_1x_1}(m_1-\sigma) \tag{13.23}$$

由 PN 序列的自协方差性质($\mathscr{R}_{x_ix_i}(\lambda)=N_c\delta_i(\lambda)$，Nc 为 PN 序列的长度）以正冲击函数的卷积性质，上式变为

$$\mathscr{R}_{x_1w_1}(\sigma) = A_1N_c \sum_{m_1=0}^{N_c-1} h_1(m_1)\delta_1(m_1-\sigma) \tag{13.24}$$

$$\mathscr{R}_{x_1w_1}(\sigma) = A_1N_ch_1(\sigma) \tag{13.25}$$

可得到最终的互协方差关系。通过求解该式，可以得到 CIR 估计值 $h_1(\sigma)$。

13.3 ROF 信道估计

光信道的估计可以由非线性系统输入输出间的最小二乘多项式拟合得到。在 Fi-Wi 信道中，无法在 RAP 访问内部信号 $q(n)$（非线性系统的输入）。所以我们也必须对该值进行估计。参考图 13.1，内部信号可以如下估计：

1）最终的 CIR 估计值 $\tilde{h}_1^{(p)}(n)\cdots\tilde{h}_N^{(p)}(n)$ 与相应的 PN 输入 $x_1(n)\cdots x_N(n)$ 求卷积。

2）求所有卷积的和，得到信号 $\tilde{q}(n)$。

随后，用最小二乘多项式拟合求信号估计值 $\tilde{q}(n)$ 和输出测量值 $r(n)$。

我们可以用上述信号和合适的曲线拟合算法估计多项式系数。设多项式系数的估计值为

$$\hat{A} = [\hat{A}_0 \quad \hat{A}_1 \quad \hat{A}_2 \quad \cdots \quad \hat{A}_l]^T \tag{13.26}$$

非线性系统的输出信号估计值 $\hat{r}(n)$ 为

$$\hat{r}(n) = \hat{A}_0 + \hat{A}_1\tilde{q}(n) + \hat{A}_2\tilde{q}^2(n) + \cdots + \hat{A}_l\tilde{q}^l(n) + n_{op}(n) \tag{13.27}$$

向量 $\tilde{\boldsymbol{q}}$ 和 $\boldsymbol{r}$ 分别定义为信号 $\tilde{q}(n)$ 和 $r(n)$。Vandermonde 矩阵 $\boldsymbol{V}$ 的每一行为多项式相应的 $\tilde{\boldsymbol{q}}$ 的数据点。则 $\boldsymbol{V}$ 为

$$\boldsymbol{V} = \begin{bmatrix} 1 & \tilde{q}(0) & \tilde{q}^2(0) & \tilde{q}^3(0) & . & \tilde{q}^l(0) \\ 1 & \tilde{q}(1) & \tilde{q}^2(1) & \tilde{q}^3(1) & . & \tilde{q}^l(1) \\ . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . \\ 1 & \tilde{q}(N_c-1) & \tilde{q}^2(N_c-1) & \tilde{q}^3(N_c-1) & . & \tilde{q}^l(N_c-1) \end{bmatrix} \tag{13.28}$$

用矩阵符号表示多项式拟合，可得到

$$\hat{\boldsymbol{r}} = \boldsymbol{V}\hat{\boldsymbol{A}} \tag{13.29}$$

我们用前文提到的 QR 分解法求解 $\hat{\boldsymbol{A}}$。不过，我们在这里使用自左乘求解。由转置矩阵 $\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}$ 自左乘，求解 $\hat{\boldsymbol{A}}$：

$$\hat{\boldsymbol{A}} = (\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{V})^{-1}\boldsymbol{V}^{\mathrm{T}}\hat{\boldsymbol{r}} \tag{13.30}$$

实际数据 $\boldsymbol{r}$ 和估计数据 $\hat{\boldsymbol{r}}$ 之间的误差为 $e = \boldsymbol{r} - \boldsymbol{V}\hat{\boldsymbol{A}}$。选择适当的多项式阶数 l 以使 MSE 最小。

我们完成 CIR 估计之后，就可以直接进行非线性信道估计。非线性识别的精度和 CIR 估计高度相关，所以 CIR 估计算法优异与否是非常重要的。

13.4　实例研究

我们用非同步多用户环境进行仿真，以定量验证上述数学推导。虽然仿真在非同步环境进行，但 PN 互相关性质（即部分互相关）可以保证算法对同步和非同系统识别都有效。

13.4.1　仿真参数

13.4.1.1　CIR 和多项式信道

所有 CIR 仿真都采用单位能量性质，即 $\sum_n |h(n)|^2 = 1$，以保证无无线信道放大发生。每条路径的增益以瑞利衰落模型做参考。光信道以三阶无记忆非线性模型建模：

$$y = c_1x^3 + c_2x \tag{13.31}$$

13.4.1.2　用户数和 PN 序列长度

我们仿真十个移动用户的情况。仿真同样考虑其他用户的影响。根据若干个索引，PN 序列长度为 4095（$2^{12}-1$）。对比单用户的情况，考虑到 ISI 之外的 MAI，多用户环境中的识别需要序列长度更长。

13.4.1.3　互协方差

众多 PN 序列中每条序列都由不同的最大长度 LFSR 多项式生成。传统技术（当前 CDMA 系统）使用单 PN 序列不同延迟表示不同的用户。“延迟”技术需要先验信道记忆，且不易实现。加入 PN 序列偏移小于记忆，则需要多次识别。

13.4.1.4　噪声

我们假定仿真中无线噪声（$n_{\mathrm{w}}(n)$）和光噪声（$n_{\mathrm{op}}(n)$）均为高斯噪声，它们的初始种子不同以保证相互是统计独立的。每个移动用户和 RAP 间的 SNR 设为 25dB，光噪声功率设为与无线噪声功率相等。

13.4.1.5 拟合的质量

CIR 估计值与实际值之间的拟合质量可以通过归一化估计误差参数测量，它定义为

$$\rho = \frac{\sum_{k=0}^{L}[h_{\text{actual}}(k) - h_{\text{est}}(k)]^2}{L_{\max}} \tag{13.32}$$

式中 $L_{\max}$为所有用户中最大 CIR 记忆长度。ρ 除以 $L_{\max}$，可以保证其与 CIR 记忆无关。ρ 越小标志着 CIR 估计结果越好。

13.4.2 无线信道识别

因为仿真用三阶非线性建模，所以进行 CIR 识别需要使用三个电平输入。其电平为 $\alpha=1.0$，1.2，1.4。CIR 识别中的多项式阶数，应该刚好等于使用的电平数（α）（更多关于多项式的约束条件将在 13.5.2 节中讨论）。

图 13.2 中分别表示了对第一个用户的信道，实际的 CIR、初始 CIR 估计，和迭代 CIR 估计结果。该信道为

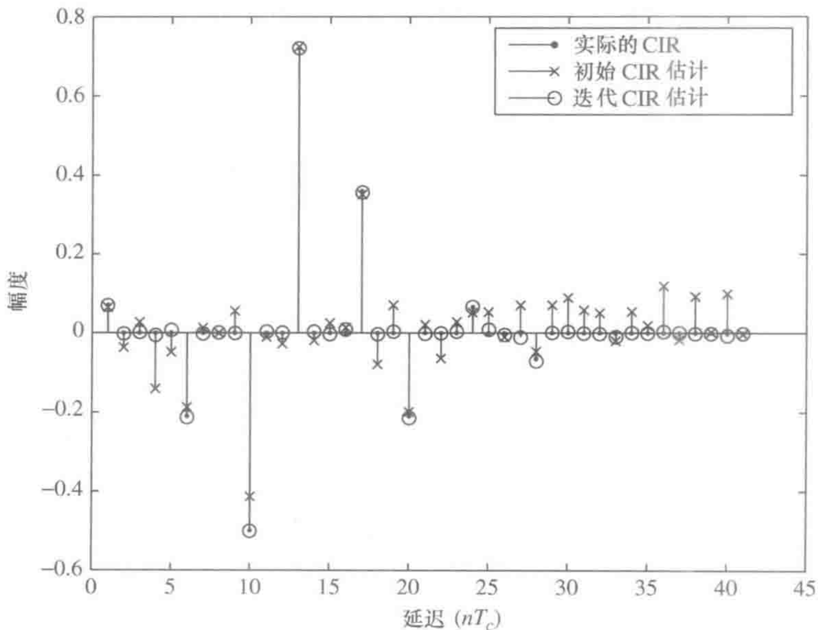


图 13.2 信道的实际 CIR、初始 CIR 估计和迭代 CIR 估计结果（版权归 IEEE[126] 所示）

$$h_1(n)=0.07\delta(n)-0.21\delta(n-5)-0.5\delta(n-9)+0.72\delta(n-12)+0.36\delta(n-16)$$
$$-0.21\delta(n-19)+0.065\delta(n-23)-0.065\delta(n-27) \tag{13.33}$$

在 13.4.3 节中，我们将会看到，迭代 CIR 估计会使多项式估计更加精确。这主要是因为迭代算法可以去除小的非零错误峰值，并对实际的 CIR 峰值做出更好的估计。由于相互关联的影响，即使 CIR 估计的一小点的提升都将对多项式估计起到

很大的帮助。

最后，图 13.3 表示了 ρ（五次迭代后）与 SNR 之间的关系。虽然理论上噪声与信号不相关，但 ρ 会在 SNR≤20dB 快速增加。这其实是一个实际限制因素；算法需要 SNR > 20dB 以得到可接受的识别结果。因此，我们在所有仿真中设 SNR 为 25dB（即高斯噪声方差为 0.003162）。

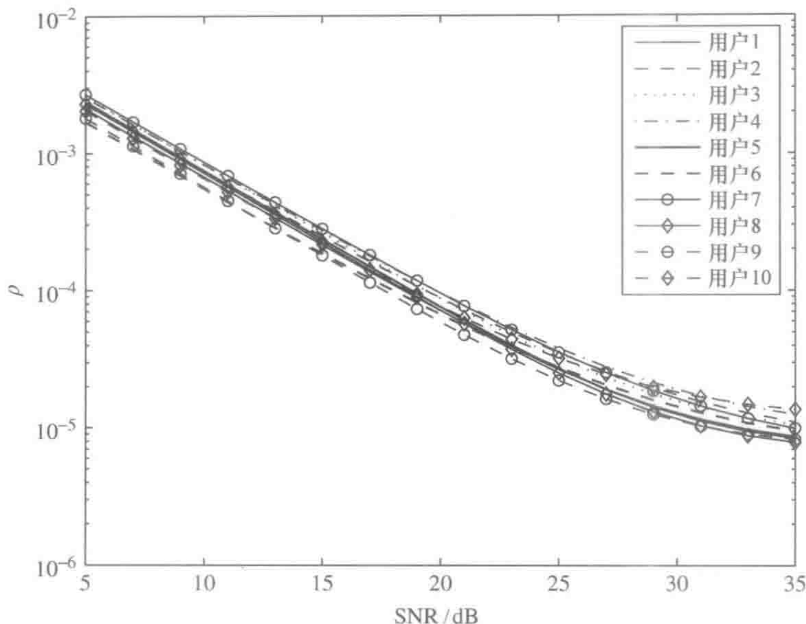


图 13.3　最终的 ρ 与 SNR 的关系（版权归 IEEE[126] 所有）

13.4.3　光纤链路识别

如前文所述，多项式估计直接依赖于无线信道估计的质量。实际上，CIR 估计是否有效，可以通过考察它生成的多项式估计结果是否接近实际值来得到验证。任何哪怕是极微小的 CIR 估计误差都会对内部信号 $q(n)$ 估计造成消极影响。

由前文所述，多项式可以写作：

$$r(n) = -0.35q^3(n) + q(n);0 \leqslant q(n) \leqslant 1 \tag{13.34}$$

非线性系统必须有一个线性系数 A_1，这点非常重要。无论是线性信道或是非线性信道，都可以进行识别。假如没有系数 A_1，与 CIR 式式（13.25）相关的互协方差都将变为零。算法将会识别这个多项式。非线性识别的拟合与可用数据数量有关，所以需要输入可以覆盖较大的动态范围。长 PN 序列和强多径环境可以实现这一点。

图 13.4 所示为多项式估计结果（包括进行迭代和不进行迭代）。迭代可以显著提升多项式估计的精度。CIR 估计中，SNR = 25dB。多项式估计结果（进行迭代）为

$$r(n) = -0.3559q^3(n) - 0.0095q^2(n) + 0.9716q(n) \tag{13.35}$$

与原始多项式（13.34）对比，可以看到它拥有足够的精确度。其 MSE 为 5.5954×10^{-4}。当 SNR 下降时，识别的精度也会相应的降低。对

$$r(n) = -0.3505q^3(n) - 0.0241q^2(n) + 0.6693q(n) \tag{13.36}$$

的 SNR，MSE 为 4.288×10^{-2}。结果再一次显示了这一算法的实际限制因素。

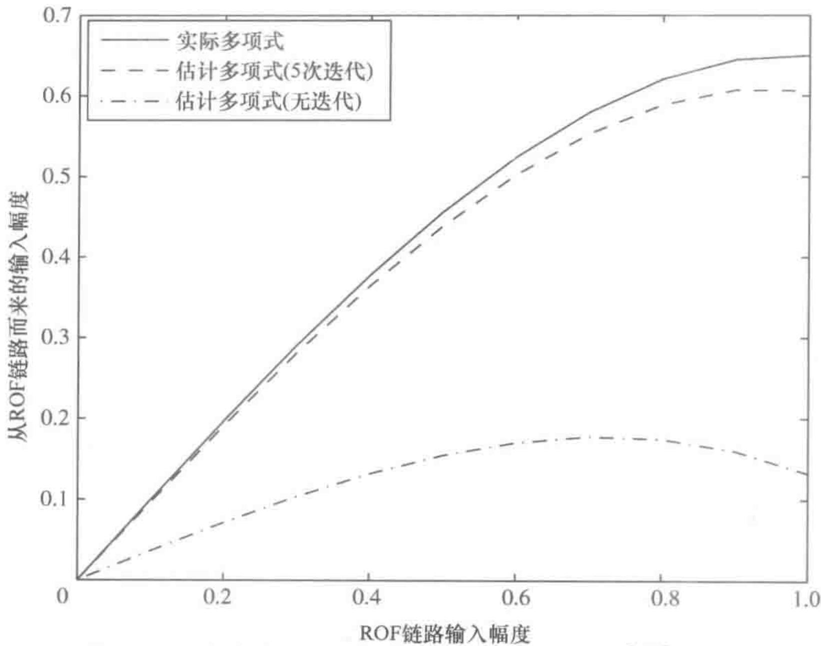


图 13.4　10 个用户的非线性估计（版权归 IEEE[126] 所有）

13.5　Fi－Wi 上行链路均衡

Fi－Wi 均衡器的结构如图 13.5 所示。接收器为一个多项式，它是光链路的反演模型，级联在 DFE 补偿色散的无线信道后。

13.5.1　无线信道均衡

当 CIR 进行过估计，最优 DFE 系数可以确定。因此，FFF 和 FBF 抽头也可以很快确定。

13.5.2　序列回归线性化

非线性信道可以由一个逆多项式（或附加滤波器）进行补偿，如前文所述。

序列回归是一种最简单的非线性补偿方法，也因此存在局限性。序列回归的一般操作如 Tsimbinos［125］文献所示。序列回归的优点是简单，当 F（.）已知时，可直接求得 G（.）系数。它的缺陷是求逆的幅度区间受限和与非线性程度相关。

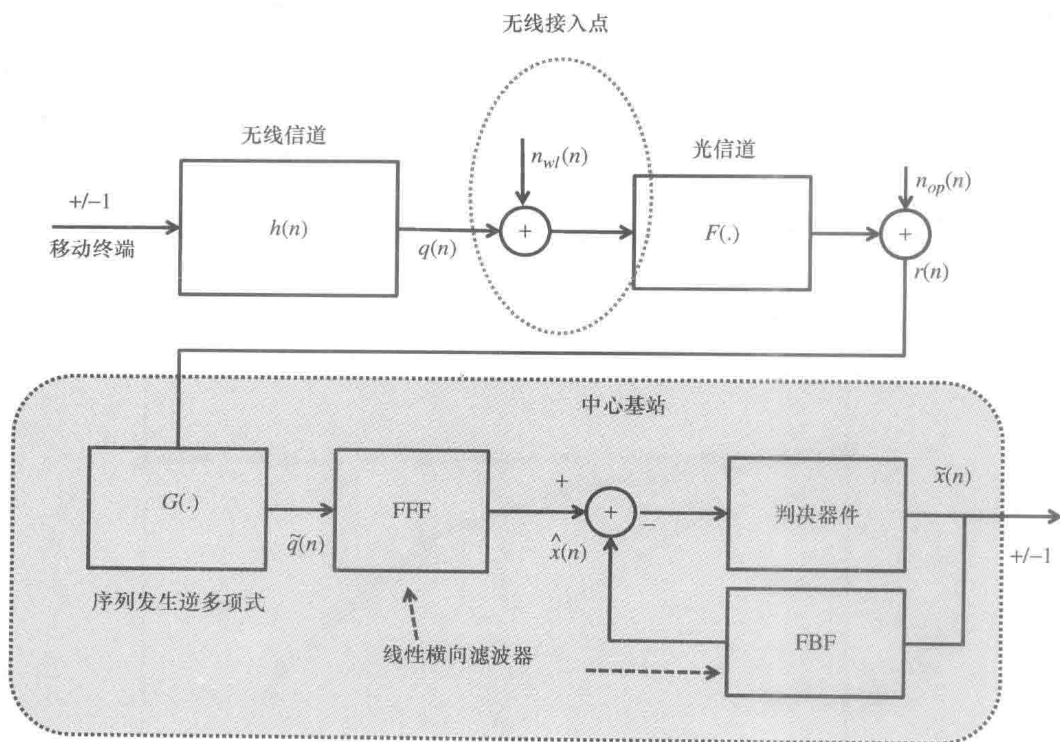


图 13.5　Fi－Wi 上行链路均衡方案的区块图

（注意对所有用户通用一个逆多项式滤波器，而 DFE 不同的用户各不相同，版权归 IEEE[126] 所有）

在我们的例子中，序列回归可以显著提升 BER，如下面的 13.6 节所示。

多项式 F［.］与逆多项式 G［.］定义为

$$r(n)=F[q(n)]+n_{\mathrm{op}}(n)=A_1q(n)+A_2q^2(n)+\cdots+A_lq^l(n)+n_{\mathrm{op}}(n) \tag{13.37}$$

$$\tilde{q}(n)=G[r(n)]=g_1r(n)+g_2r^2(n)+g_3r^3(n)+\cdots+g_{l_{\mathrm{inv}}}r^{l_{\mathrm{inv}}}(n) \tag{13.38}$$

式中　l 为多项式的阶数，而 l_{inv} 为逆多项式的阶数。逆多项式 G［.］的序列回归生成系数由 A_{k} 得出。我们必须选择逆多项式的阶数 l_{inv}，以使线性度最大。得到的补偿结果中，包含产生失真的高阶非线性项。当信号幅度较低时，可以忽略这些高阶非线性项。但是当信号幅度变高时，则会对补偿区间产生不好的影响[125]。

13.6　均衡：仿真结果和讨论

仿真参数如 13.4.1 节所示。信道估计基于多用户环境，对每个用户独立进行均衡。附加参数定义包括逆多项式 G［.］的阶数和 DFE 的抽头数。仿真测试多个逆多项式阶数，并最终选择 7 阶多项式。此时可得到阶数和线性度的最好折衷。DFE 的抽头数可根据图 13.2 中的 CIR 记忆得到。其中记忆（L）为 28。为了完全

消除后标串扰，FBF 抽头数必须满足 $K_2 \geqslant L$ 条件[46]。根据经验，FFF 的抽头数一般为 $2L$。因此，仿真采用 56 个 FFF 抽头和 28 个 FBF 抽头。

图 13.6 所示为两种不同环境下估计算法的 BER 性能。一种环境为‘多用户估计’（具体如途中所示），其均衡参数由多用户条件得出（如 13.4 节所述）。另一种环境为‘单用户估计’，其均衡参数由单用户条件得出。BER 仿真使用 Matlab™ CDMA 工具组件，同步传输大量数据帧。因此，我们可以仿真 10^{-10}BER。

由图 13.6，我们可以总结出如下几点：

1）不进行迭代的多用户估计和无非线性补偿的多用户估计无法得到满意的

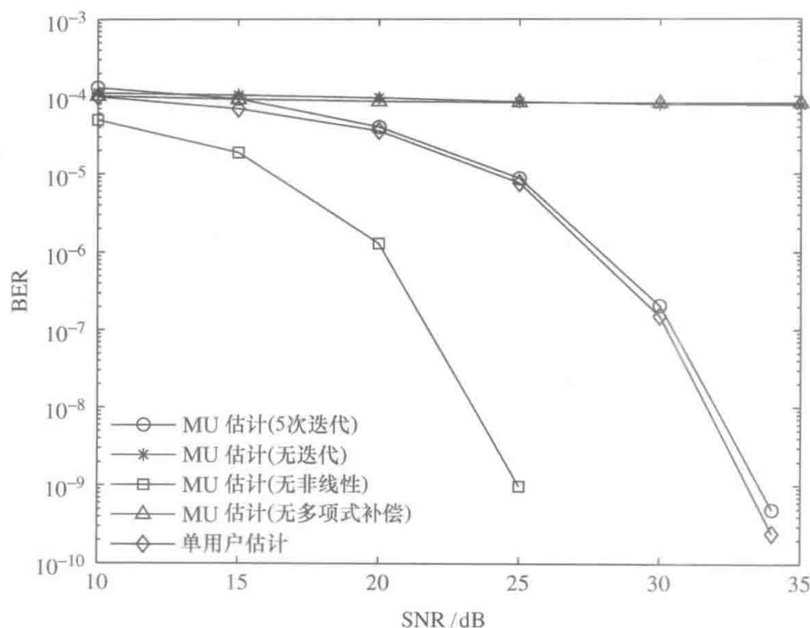


图 13.6 Fi - Wi 上行链路的 CER（版权归 IEEE[126] 所有）

BER（ * 和 Δ 表示的曲线）

2）五次迭代的多用户估计（°）可得到与单用户估计（◇）相似的良好结果。这显示我们的算法通过反复迭代，即使在非线性存在的情况下，都可以几乎完美的去除 MAI（本例为 5 次迭代）。

3）正方形表示的曲线为线性信道的 DFE 性能，以作参考。

注意比序列回归更好的非线性补偿方法——如正交多项式和正交逆多项式——可以克服残留项带来的负面影响[125]。

通常，BER 性能与多径效应的严重与否有关[46]。发送数据要求为 10^{-6}，在 SNR 大约 27dB 时算法可以满足这一要求。这一结果与文献［46］中 DFE 的 BER 性能相当。

13.7 总结

本章针对多用户 CDMA Fi－Wi 网络，研究了一种识别算法和上行链路均衡算法。估计使用了 PN 序列的相关性性质。均衡使用了一种特殊的分立线性和非线性模型均衡器。算法还过若干次迭代减小 MAI。该技术工作在非同步 CDMA 环境中，最适合 4G 的上行链路。

研究发现，CIR 估计质量与 CIR 特性有关。一个主要因子是多径接收的能量扩散。简而言之，在越严重的多径环境中，算法可以工作的越好。在较轻微的多径（强直线路径）条件时，非线性估计结果不佳。不过，如果非线性是饱和类型，则算法总可以收敛。

当考虑系统级多电平测试时，估计算法的应用还存在若干问题。不过，在 CDMA 系统功率控制算法的协作下，多电平传输可以随之解决。例如，当移动终端远离基站时，它的接收功率将不断下降。中心基站这时将增加发射功率（一般以 1dB 为步长增加），知道可以满足应用要求。所以克服多电平测试问题的一种方法，是在功率控制算法调整功率时记录数据。假设无线信道冲击响应在数据采集时只发生很小的变化。该技术可以进行多电平测试，以满足估计需要。

另一些相关性算法的局限在于

1）当用户过多时，识别质量开始快速下降；

2）SNR 要求相对较高；

3）CIR 估计的质量和非线性估计的质量存在内部关联性。

14 4G、5G以及无线OFDM网络的Fi-Wi

在本章中，我们将对过去、现在和未来的无线网络的关键方面进行研究，并考察光纤馈线如何帮助提升这些网络的性能。最新的研究表明，无线网络正在不断向着小型（微、极微、超微以及极超微）无线蜂窝小区架构、低延迟高数据速率以及高服务质量和稳定性的方向发展。这一切都意味着光纤馈线将会在新兴的网络中发挥关键作用。

移动通信的进化历史可以追溯到早期的“0G”，如移动电话服务（MTS）。其后又出现了第一代“1G”模拟蜂窝网络、第二代“2G”数字蜂窝网络，当前还占主流的第三代“3G”宽带数据服务，以及可以支持峰值比特速率1Gbps的第四代“4G”全IP无线网络。而未来的第五代“5G”——被一些人称为万维无线网（World Wide Wireless Web，WWWW）的服务，有望实现更完美的无线互联性。5G无线网络将会支持数量空前的各类智能设备接入及其不断增长的网络流量。因此，在5G系统中，我们可以期待无线传输速率显著提高，比如可以实现每小区8~10bit/s/Hz的10Gbit/s峰值数据速率。不仅如此，节能理念也将会完全融入未来的无线通信系统中，从而更加环保。

5G网络将会兼容既存的和未来的无线网络技术，以保证从一种网络到另一种网络漫游时可以无缝地自由移动。我们可以设想，5G网络将会通过多种不同的网络技术，不间断且尽量保持最好的连接质量，为终端用户提供宽带多媒体应用。这一方案实际上集成了核心网络和多种无线接入技术。

不仅如此，4G，特别是5G协议将会基本上完全基于宽带IP包无缝接入汇聚交换传输实现。这意味着这些网络将可以通过无线骨干网集中所有的接入技术、服务、应用，和设备。5G技术期望可以提供超过10Gbit/s的最大数据吞吐量。我们还期待5G网络可以有更高的系统频谱效率（每一个区域单元的数据卷），更低的能耗，更低的停摆率（更高的无故障率）、在覆盖区域内有更大的面积可以支持高比特率传输，以及延迟更小，支持设备数更多、基建费用更低，通用性和可扩展性更强，还有通信的可靠性更高等。所有这些都表明，5G无线小区将会更小，通常在十米（室内）或百米（室外）半径范围这样的量级。

因此ROF以及广义的光纤馈线将会在5G网络中扮演关键角色，以缩短空中接口。缩短无线信道将会显著减小移动端和无线接入点的功耗。更短的空中接口同样也会为高速无线链路提供更好的环境，如1.5节中我们所讨论过的。Fi-Wi增强方案一般对无线接入部分的技术细节，如具体的调制或编码方案，并不敏感。这一特点使Fi-Wi成为满足兼容各种无线接入技术的4G/5G网络的最适合的解决方案。

14.1 蜂窝通信系统简史

第一代蜂窝通信系统（1G）：1G是基于模拟技术，且基本面向模拟电话的通信系统。它诞生于80年代初，是移动通信的第一个基本框架——包含了基本蜂窝小区架构、频分复用，和漫游的理念。高级移动电话服务（AMPS）就是一种主流1G技术。

第二代蜂窝通信系统（2G）：2G网络标志这移动通信技术从模拟走向了数字时代。这个引入了数字信号处理技术的通信系统诞生于1992年。2G系统第一次引入了流行的用户身份模块（SIM）卡。主流2G接入技术是CDMA和TDMA。GSM是一种非常成功的TDMA网络，它从2G的时代到现在都在被广泛使用。2.5G网络出现于1995年后，它引入了合并包交换技术，对2G系统进行了扩展。

第三代蜂窝通信系统（3G）：3G的基本思想是在支持更高带宽和数据速率的同时，提供多媒体服务。3G同时采用了电路交换和包交换策略。主流3G接入技术是TDMA、CDMA、宽频带CDMA（WCDMA）、CDMA2000，和时分同步CDMA（TS－CDMA）。

第四代蜂窝通信系统（4G）：广泛普及的4G包含了若干种宽带无线接入通信系统。4G的特点可以用MAGIC描述，即移动多媒体、任何时间任何地点、全球漫游支持、集成无线方案，和定制化个人服务。4G系统不仅支持升级移动服务，也支持很多既存无线网络。

第五代蜂窝通信系统（5G）：对于5G和超4G无线网络通信，有一系列的设想。一些人认为它将是高密度网络，有着分布式MIMO以提供小型绿色柔性小区。先进的串扰和移动率管理也伴随着不同传输点和重叠的覆盖区之间的协作而实现。对每个小区的上行链路和下行链路传输，资源的使用也将更加灵活。用户连接支持多种无线接入技术，并且在它们之间切换时真正做到无缝兼容。人们普遍期待的认知无线技术，即智能无线技术，将会在主用户离开时，通过自适应查找并使用未占用的频谱，支持不同的无线技术高效共享同一个频谱。这一动态无线资源管理将基于软件无线电技术实现。

实际上，世界上主要有两个不同的组织分别沿着两条道路，进行着3G到4G的技术推进。它们分别是

1）全球范围互通性微波接入（WiMAX）：WiMAX主要由Sprint，Clearwire和Intel主导。

2）长期演进（LTE）：LTE主要由Ericsson、Nokia和其他几家公司组织主导。

14.1.1 全球范围互通性微波接入

WiMAX得名于IEEE802.16协议。该协议支持一公里内无线宽带空载传输或

网络接入应用。在 Sprint 于 2006 年发布它时，WiMAX 是第一个自称 4G 的技术。有趣的一点是，虽然 WiMAX 的很多细节，如 OFDM，与 LTE 暗合，但它源自于 Wi-Fi（IEEE802.11）而不是蜂窝通信技术。

WiMAX 实际上一开始是解决家用和商用固定无线宽带接入的方案，它如同升级版的 Wi-Fi。WiMAX 成功实现了家用网络无线缆连接互联网，速度一般可以达到 5 到 10Mbit/s 之间，或者与数字用户环路连接速度相当。

Sprint 于 2006 年首先提出了“移动 WiMAX”的概念，并于 2008 年九月正式面世。WiMAX 同时也得到了 Intel 的支持，Intel 承诺将在笔记本电脑设备上支持 WiMAX，并协助将 WiMAX 协议国际化。Nokia，当时作为世界上第一大移动电话生产商，也对 WiMAX 密切关注。

但很不幸，WiMAX 的发展非常缓慢。在 2010 年一月，全美只有 3 千万用户使用 WiMAX。在美国以外地区，WiMAX 在俄罗斯、蒙古和巴基斯坦取得了一些成功，但在西欧同样陷入停滞。

同时，移动电话产业开始转向 LTE，它的背后是曾经推出 GSM，并承诺为既存移动电话设备提供更好兼容性的组织。LTE 协议与 2008 年 11 月面世。

现在，Sprint 和 Clearwire 都在建设 LTE 网络，Sprint 已经声明它们将不会再继续支持新的 WiMAX 建设，既存网络将维持工作到 2015 年。WiMAX 现在作为一种发展中国家农村网络覆盖的实现方式。例如 BSNL（印度移动）和印度国家电信集团已经推出一个宏大的计划，将用 WiMAX 覆盖全印度，以提供宽带无线接入。

14.1.2　长期演进

LTE 是一种全 IP 无线宽带技术，支持手机和手提设备的漫游互联网接入。因为 LTE 对以往的蜂窝小区通信协议进行了大幅提升，所以可以说它是与 WiMAX 并列的 4G 技术。LTE 的显著特点包括提高上载和下载速率，提升频谱效率和服务质量，对既存通信标准更好的兼容性，以及内嵌安全性的提高等。LTE 支持 VoIP 和其他 IP 服务。LTE 理论上可以实现 300Mbps 的下载速率，实验显示其可以实现更高的速率。但是，实际网络中，LTE 的独立子载波可共享网络带宽很少。

用一个词可以很好地描述 LTE，这个词就是“集成”。LTE 无缝集成了不同的技术和网络以满足日益增长的用户需求。LTE 技术组合了不同的既存和未来无线网络技术，如互联网通信协议第 6 版（IPv6）、OFDM、多载波 CDMA（MC-CDMA）、大区域同步 CDMA（LAS-CDMA），以及本地多点分布式系统（LMDS），以保证自由移动和不同技术网络间的无缝漫游。LTE 可以提供连续稳定的链接，通过多种技术支持多媒体应用。

LTE 同时支持多媒体消息服务（MMS）、视频聊天、移动 TV，和高清电视（HDTV）。它可以在无线局域网内漫游。实际上第一个 LTE 网络在瑞士投入运营，LTE 在世界绝大部分地区支持智能手机。

14.2　无线接入方案

随着无线通信标准的发展，接入技术也在频谱效率、容量和可扩展性方面不断进步。第一代无线通信标准采用纯 TDMA 和 FDMA。FDMA 占用较多带宽用于防护频带，以避免相邻信道串扰。TDMA 相当成功并用于很多主流网络，如 GSM 中。不过，它由于缺少灵活性且劣于后来更先进的接入技术，所以它并不是最好的方案。TDMA 实质上也是一种电路交换技术。

在第二代无线通信标准中，引入了一种被称为 CDMA 的接入技术。CDMA 的面世引起了巨大的轰动。它是一种扩频技术，允许多个用户同时使用一个频率进行传输。扩频信号为 CDMA 带来了若干个关键的优势。相干信道用户的动作所造成的串扰与加性噪声相似，可以很轻易去除。在实际中，CDMA 支持相邻小区使用同一 RF 载波频率（普遍频率复用）不仅如此，CDMA 通过话音活动检测，为并发用户提供了了更好的统计复用。普遍频率复用具备软切换功能，给蜂窝小区系统带来了大尺度分集的优点。

CDMA 技术第二个优势领域实在无线局域网应用方面上。由于多个 WLAN 之间无法很好共享同一频带，而扩频多址技术就成为无线局域网应用的较好选择。

不过，CDMA 系统也有一些问题。众所周知的有近 - 远场问题，以及功率控制存在缺陷。这些问题，加上低衰落无切换情况下的信道分集不足等原因，造成了下行链路的容量较低。第三代 CDMA 网络，通过在下行链路增加快速功率控制和发射分集，使这一问题得到改善。

CDMA 在实践中受限的关键问题是它在建筑内环境的性能，在建筑物内多径延迟分散会远远小于室外。Qualcomm 的 IS - 95 只使用 1.25MHz 带宽和 1.2288Mc/s 的码片速率。因此 CDMA 的 rake 接收器智能识别超过单码片时长（大约 800ns）的多径延迟。所以，CDMA 在室内（延迟扩散大约在 100 ~ 200ns 量级）需要采用同时考虑瑞利衰落和 Ricean 衰落的链路分配。除此以外的一种方法，是在建筑内通过分布式天线系统，附加传播延迟，从而人工引入一条多径。另外，每个 CDMA 基站都需要 GPS 时钟，而在大建筑物内很难收到这样的时钟信号。

最新的光纤分布式系统，可以支持从外部或顶层基站到建筑内的全蜂窝小区/PCS 频谱传输。同时，建筑外的微小区可以覆盖建筑内，并提供足够的信道时间分集。拥有更大带宽的 3G CDMA 系统可以通过扩频码，为建筑内环境提供更多的多径分集。

14.2.1　正交频分复用接入

多载波调制方案，如 OFDM，通过将高速序列数据流分割为若干个并行的比特

率更低的比特流传输数据。这些子数据流调制若干个并行子载波[⊖]。这实际上是将数据分散在频域中。合并信号随后会升频至 RF 波段并发送出去。在 OFDM Fi - Wi 系统中，RF 信号会通过 ROF 链路中继发送至远程天线。图 14.1 所示为 OFDM Fi - Wi系统的基本功能区块图。

OFDM 于 1970 年获得美国专利。它有密集分布的子载波，它们存在调制信号在频谱上的交叠。正交基带子载波如图 14.2 所示。我们可以看到，虽然在波形上子载波存在交叠，但它们并不存在串扰。

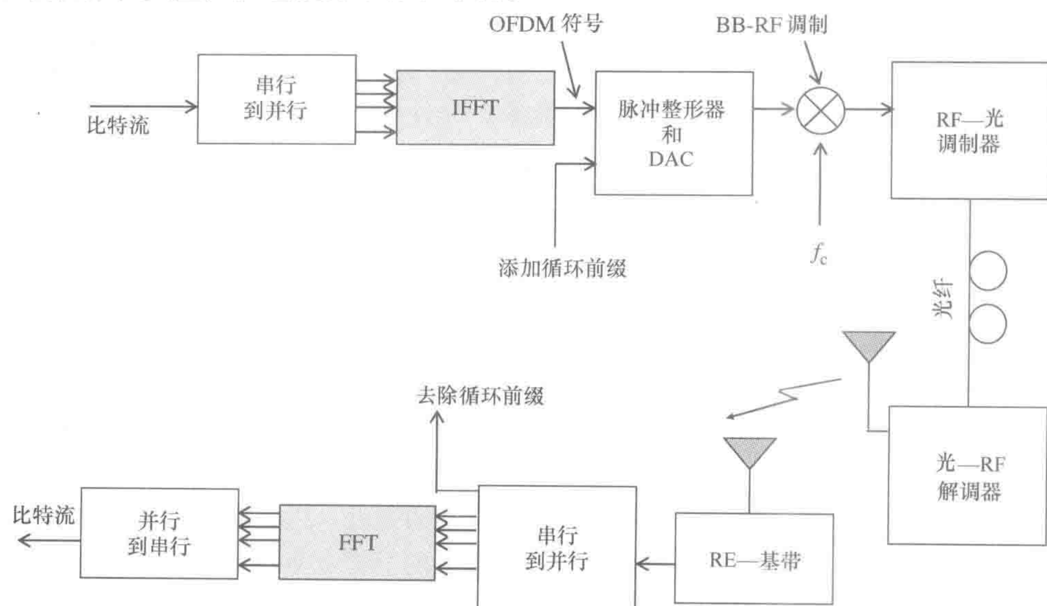


图 14.1 OFDM ROF Fi - Wi 系统的高层面区块图

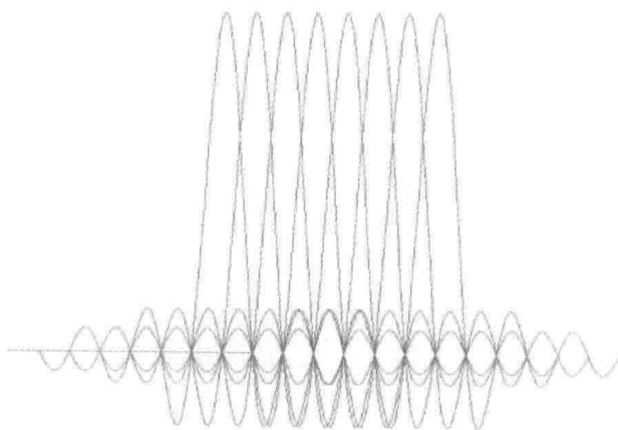


图 14.2 构成一个 OFDM 系统的正交基带子载波

⊖ 请读者不要混淆 OFDM 子载波和前面各章讨论的光子载波之间的概念。

OFDM 时域波形显示了，虽然频谱上存在交叠，但子载波彼此之间保持了正交性。在发射端和接收端，可以用快速傅里叶变换（FFT）生成这样的波形。OFDM 可以在频率相关性不好的环境中发挥出色的性能，这是由于 OFDM 将频率选择性衰落信道分成了若干个平坦衰落信道，从而得以克服了频率相关性缺陷的影响。

因为对低码率并行子载波，符号时长增加，所以 OFDM 对多径衰落和码间串扰有很强的稳健型。注意对一个给定的延迟扩散，OFDM 接收器的配置复杂度要远远小于单载波接收器加均衡器的复杂度。

在 OFDM 方案中，每个子载波的数据速率可以根据信道条件和服务质量要求（QoS），通过自适应调制（自适应比特、功率负载）轻松改变。相似的，OFDM 系统可以通过避免在特定频带传输，或选择较低调制深度和较高子载波功率，轻松克服在某一频率的串扰或大幅度衰落。因此，OFDM 可以有效利用可用的 RF 频谱，实现按需分配带宽和更高的频谱效率。

另一个有点在于频率分集。因为接收端会在彼此无关的正交子载波上接受不同的符号，它们在接收端彼此不相关，从而实现频率分集。

在 OFDM 系统中，子载波可以由 FFT 和 IFFT 生成。对 OFDM 系统，典型的 FFT 长度为 128、256、512、1024 和 2048。支持的带宽为 5、10 和 20MHz。作为该技术的一个长处，带宽可以进行自适应调整。即使总带宽发生改变，但较小的带宽单元仍可保持不变。例如，10MHz 的带宽分配可以分为 1024 个较小带宽单元，而 5MHz 带宽则可分为 512 个带宽单元。这些较小带宽作为子工作单元，通常在 10KHz 量级。

OFDM 可以兼容众多告诉无线协议，如最高 24Mbit/s 的数字地面广播电视（DVB - T）；数据速率达 230Mbit/s 的 IEEE802. 11a/g/n 无线局域网（Wi - Fi）；以及数据速率 100Mbit/s 的 IEEE802. 16（WiMAX）。其中 WiMAX 和 DVB - T 都可以在室外传播相对较远的距离。

14. 2. 1. 1　OFDMA

OFMDA 是对 OFDM 技术的发展。OFDM 通过扩频解决了信道劣化的问题。OFDMA 在这方面更进一步，并支持多用户接入。其背后的技术与 OFDM 相同，但在功能上进行了提升。在 OFDMA 中，子载波被编组成较大的单元，称为子信道。这些子信道被进一步编组为脉冲，分配给不同的无线用户。

每一个脉冲分配即可一帧一帧地变化，也可根据调制深度变化。基站可以根据当前系统要求动态调整带宽使用率。除此为外，因为每个用户只占用总带宽的一部分，所以每个用户的功率也可根据当前系统要求进行调制。在 OFDMA 系统中，QoS 可以兼容不同用户的应用，如语音、流视频或互联网接入。

但是，OFDM 系统也有一些问题。OFDM 信号的相位及其正交成分会交叠很多相位随机的正弦波。因此，它存在较大的峰值 - 平均功率比（Peak - to - Arevage Powe Rati，PAPR）。这是一个主要问题，特别是对 OFDM ROF 系统。当 OFDM RF

信号通过光纤链路时，也会出现频率剪波、饱和以及相位非线性问题。非线性失真会在基带子载波中混入交调积。这会导致子载波的正交性出现劣化，最终导致失真。

除了失真以外，由于非线性的影响，OFDM ROF 链路还存在严重的带外辐射（频谱泄漏）问题。这是许多对泄漏有严格要求的通信标准所无法接受的。

14.3 减小峰值-平均功率比的技术

通常认为，OFDM 符号及其紧密相关的数据图形存在较大的 PAPR。OFDM 系统的 PAPR 可以写作：

$$\text{PAPR} = 10\log_{10}\left(\frac{\max|x(t)^2|}{E[x(t)^2]}\right) \tag{14.1}$$

其中 $x(t)$ 在下面的式（14.3）有定义。$\text{Max}|x(t)^2|$ 为峰值功率，而 $E[x(t)^2]$ 为 OFDM 信号平均功率的期望值。

PAPR 可以由互补累积分布函数（CCDF）测算。CCDF 是 PAPR 大于预定义阈值 ρ_o 的概率：

$$\text{CCDF} = \text{P}(\text{PAPR} > \rho_o) \tag{14.2}$$

第一种办法是减小相关性。可以轻松通过几种可能的途径实现。用 A 率或 μ 率“压缩解压缩”（在发射端压缩，在接收端解压）编码，可以减小 PAPR。这种方法与语音电话系统的语音压缩类似。压缩解压是一种简单的技术，复杂度较低。但是，接收端解压得到准确的发射信号的过程并不简单。

一种可能比较好的方法是交织数据以减小符号相关性，从而减小 PAPR。我们可以使用伪随机比特（或符号）交织引入随机性。交织间隔可以自适应调整，以得到所需的 PAPR 值。比特交织的性能比符号交织要好，相应的复杂度也较高。该技术简单易行，但减小 PAPR 的程度有限。显著减小 PAPR 需要数量更多的交织单元。

另一种通过减小相关性从而减小 PAPR 的方法，是由包含零幅值信号点的方法实现的[127]。在该方法中，$\log_2 M$ 比特中的 M 比特图形中的一个图形会映射到零幅值星座点。这种方法会生成 M 个独立的 OFDM 符号。在它们中间，选择一个 PAPR 最低的点，与包含映射关系的辅助信息一起发送。这一方法的开销是每个 OFDM 符号都需要进行 M 次 IFFT 运算。在该方法中，因为对给定数据，独立 OFDM 符号数量由调制深度 M 决定，所以 PAPR 减小程度同样受到 M 的限制。

另一种非常流行的方法是子载波预留技术。在该方法中，PAPR 可以通过向 OFDM 信号中附加时域信号（在 IFFT 之后）而减小。这种“逆峰值信号”根据 OFDM 时域信号生成，所以叠加后的补偿信号的 PAPR 值减小。这种人工时域信号可以从可用子载波中预留特定的子载波生成。因为 OFDM 系统的每个子载波在频域上不想交，所以这种补偿不会造成失真，接收端跳过预留子载波上的数据符号，

就可以轻松复原原始数据符号。因为不需要根据信号星座图，确定为了减小 PAPR 而预留的子载波幅度，所以该预留子载波幅度可以自由选择，以减小 OFDM 传输信号相对于平均值的波动。该技术对带反馈环的系统特别使用，因为峰值减小子载波可以选用 SNR 小的子载波，所以可以提升带宽效率。

一种有趣的方法包含了 OFDM 信号电平，它使用单一调制[128]。根据 n 维欧几里德空间性质，我们可以得到 $n+1$ 个等距信号点。因此，一个包含四个信号点的 4 维星座图可以化简为一个包含四个信号点的三维星座图。因此，对 QPSK 星座，它可以首先表示成 4 维，然后使用性质化简为三维。不过，现在每个星座点对应的信号电平也相应的减少。但带宽却因此扩大了 3/2。在 OFDM 系统中，三维星座图对应了三个正交载波：一个余弦波，一个同频率的正弦波，和另一个不同（正交）频率的余弦波。单一符号方法适用于非线性超过带宽影响的 ROF 系统。不过，该方法对高阶调制，如 16QAM、64QAM 等无效。当 n 很大时，维数减 1 并不会造成显著的影响。不仅如此，n 的增大标志着需要更多的正交轴表示一个符号，而由 PAPR 减小带来的带宽效率的提高作用相对不大。

14.4　OFDM ROF 系统进化

减小 PAPR 是在 ROF 链路线性动态范围内减小非线性失真的主要方法。减小 PAPR 也是在减小蜂窝小区基站高功放非线性失真方法中研究最深入的一种。不过，在 ROF 链路中，低功率情况也会发生相位非线性。而这种相位非线性无法通过减小 PAPR 独立解决。因此，我们需要研究其他的减小 OFDM 非线性失真的技术。

其中一种方法，是在下行链路方向上，在发射端估计 ROF 链路非线性并进行预补偿。从而通过直接减小非线性失真，获得更好的性能。这一方法使用 MMSE 原理。首先，按照前文所述的自适应非线性系统识别技术，在发射端估计非线性。该方法在非线性相对稳定，且估计 MZI/激光器非线性可得到足够精度的 ROF 系统较适用。

基带 OFDM 信号可以表示为

$$x(t) = \frac{1}{N_{\mathrm{fft}}}\sum_{k=0}^{N_{\mathrm{fft}}-1} X_{\mathrm{k}} \exp\left(\frac{\mathrm{j}2\pi kt}{T}\right), 0 \leqslant t \leqslant T \tag{14.3}$$

式中　N_{fft}为子载波总数；T 为 OFDM 符号时长；$X(k)$ 对应了 M - QAM 符号，如图 14.3 中所示。

因为 N_{fft}通常较大，根据中心极限定理，$x(t)$ 近似于无限长度高斯分布。在高比特率 ROF 系统中，一般使用 Mach - Zehnder 调制器，其具有无记忆非线性。Mach - Zehnder 调制器非线性在基带可等效表示为一个第一类贝塞尔函数[129]：

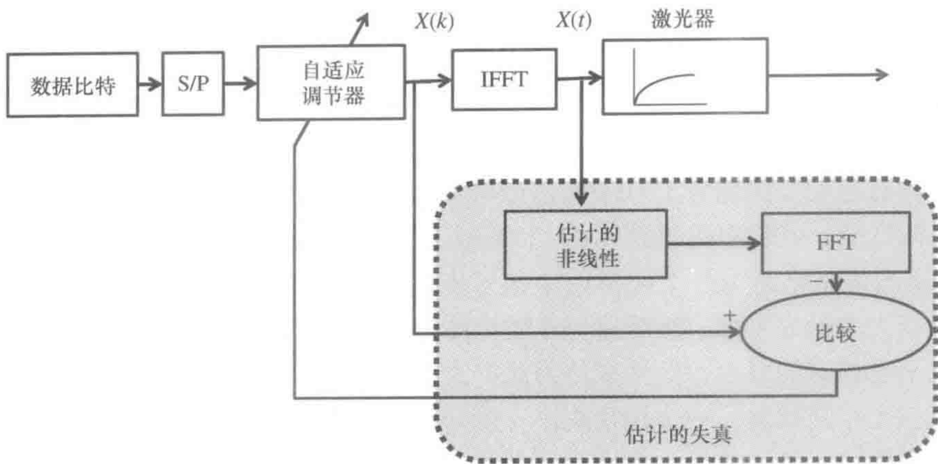


图 14.3 自适应调制系统方案区块图

$$f(\rho)=2J_1\left(\frac{\pi\rho}{v_\pi}\right) \tag{14.4}$$

式中 $\rho=|x(t)|$，它表示了一个纯 AM/AM 压缩；v_π 为一个器件参数，表示了产生调制器双臂间 π 相位差所需的最小偏置电压。

14.4.1 自适应调制技术

在本节中，我们研究一种减小非线性失真的简单算法。我们假定已经对非线性进行了估计。对每个 OFDM 符号，其对应的时域信号 $x(t)$ 通过（已估计的）非线性信道传输，并在接收端进行 FFT，如图 14.4 所示。随后，计算每个子载波内符号上的失真。有趣的一点是，非线性对某些子载波的影响要大于其他子载波。由于符号相关的原因，这些子载波普遍有较高的时域幅度，且无法简单的找出哪些子载波受到更大的影响，而不同于非线性信道中实际传输的组合信号。

接下来，观察每个子载波的失真，找出高失真的子载波并减小这些子载波的调制深度。随后，再一次在非线性信道中传输组合信号。重复这一过程，知道每个子载波的失真都低于阈值。在这一步，我们假设算法收敛。然后，我们可以在 ROF 链路中传输 OFDM 符号，和带有每个子载波调制信息的辅助信息。

还有另一种方法，可以减小原始的 OFDM 时域信号 $x(t)$ 和带有非线性的失真时域估计信号之间的差[130]。这是一种略微复杂的技术。不过，在此方法中，不需要对每个子载波进行独立失真识别。每个子载波的失真可以由 FFT 得到，如图 14.5 所示。这种方法在牺牲复杂度的同时，可以得到更好的性能。

自适应调制方法是一种可行方法，在 OFDM 方案中，我们可以自由为每个子载波独立选择调制深度。另一方面，因为子载波的调制水平彼此无关，所以改变一个子载波不会很明显的影响式（14.3）IFFT 对应的时域信号 $x(t)$。因此，通过识

别高失真的子载波，并减小其调制水平，BER 性能可以得到整体提升。

我们可以很明显看到，这种方法在处理非线性上，实际对比特率进行了折中，以提高 BER 性能。不过，适当的选择阈值 d_{thr}和片段（根据所需间隔），可以保证在带宽和复杂度折中最小的情况下，实现所需 BER 性能。

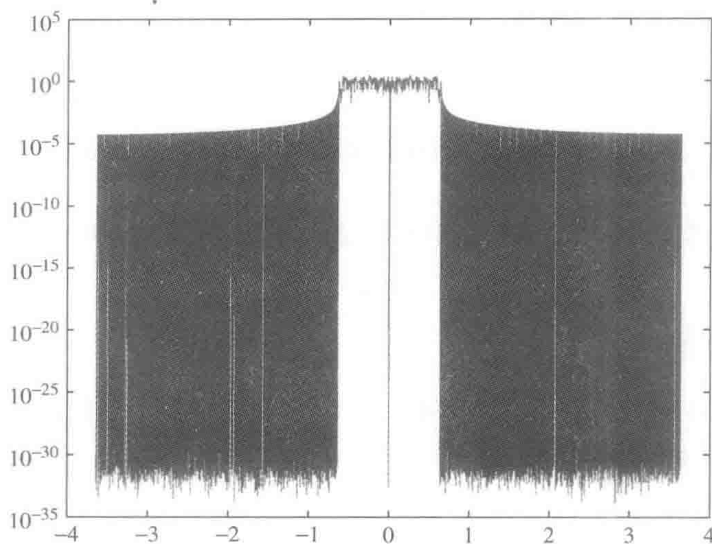


图 14.4 估计非线性前的 OFDM RF 信号功率谱密度

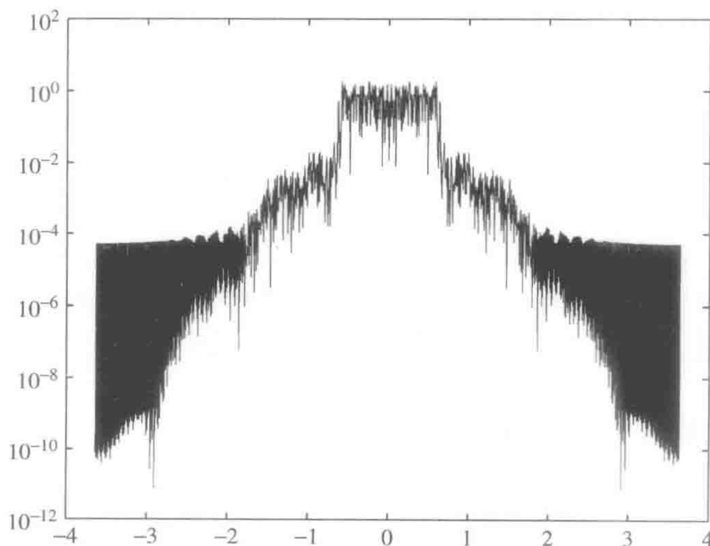


图 14.5 估计非线性后的 OFDM RF 信号功率谱密度

14.4.1.1 算法

初始设定：首先对所有子载波设定初始调制水平 $\{M_0, M_1, \cdots, M_{N-1}\}$，其

中 M_k 有较高的调制阶数 $\forall_k$。随后，预确定阈值常数 d_{thr}。

步骤 1：计算每个子载波上符号的失真。失真向量可写作：

失真 = $[d_0 \quad d_2 \quad \cdots \quad d_{N-1}]$

如果所有子载波失真都低于阈值，即对 $k\varepsilon\{0,1,\cdots,N-1\}$ 有 $d_k < d_{thr}$，则算法运行结束。否则，进行步骤 2。

步骤 2：寻找失真超过阈值的子载波索引，并按失真量级降序排列。即对 $k\in\{0, 1, \cdots, N-1\}$ 有 $d_{i_k} \geqslant d_{thr}$。

步骤 3：序列中的子载波数与预先定义的长度相除，找到需要添加到解集中的子载波数。

步骤 4：更新解集，并根据全解集元素，确定下一轮循环的自适应子载波信息。返回步骤 1。

14.4.2 实例研究

我们使用 64 个子载波（$N_{fft}=64$）的 OFDM 系统进行评估。我们选择了两种调制水平：非线性失真低于阈值时使用 16 - QAM，高于阈值时使用 4 - QAM。结果显示，其性能与文献［131］符号交织算法使用 20 个交织器相当。无记忆非线性由第一类贝塞尔函数表示，如前文所述。其中 $\pi/V_\pi=1$。数值评估验证了自适应调制技术可以显著提升 BER 性能。

让我们考虑自适应调制技术的平均传输效率。我们定义发送效率为，发送的比特数与本来可以发送的比特数之比。根据这一定义，自适应调制技术的发送效率为 96.77%，而符号交织技术为 100%。这是因为符号交织技术不会损失数据速率。自适应调制算法平均每个 OFDM 符号进行 2.4305 次循环。每次循环都需要两次 FFT 运算（一次 IFFT 和一次 FFT），并包含解调和失真估计。当考虑 IFFT 矩阵的对称性时，算法的复杂度还可以进一步减小，实际上只有子载波片段的调制会在每次循环中减小。符号交织求解（20 个交织器）的复杂度为每个符号 20 次 FFT 运算。考虑到 FFT 运算的对称性，符号交织的复杂度无法进一步减小。这是因为对一个伪随机阶数，每个交织器都会对数据符号进行操作。

14.5 OFDMA 和 CDMA 的融合

有趣的是，流行的 CDMA 和 OFDMA 系统，可以通过过若干中途径有效融合以相得益彰。CDMA 是一种时域扩频方法，而 OFDM 是频域扩频方法，它们各自有各自的优点。两者的结合，诞生了混合 OFDMA - CDMA 接入系统，如 MC - CDMA 和 OFCDMA。因此，组合时 - 频优化方法可以自然而然的扩展到 OFDMA - CDMA 系统中。未来无线通信系统很可能与 OFDMA 和 CDMA 融合系统近似。OFDM - CDMA 融合有若干种：

－频域扩频 OFDMA（MC－CDMA 或 CDMA－OFDMA）；
－时域扩频 OFMDA（MC－DS－CDMA 和 MT－CDMA）；
－时域和频域双扩频 OFDMA（正交频率码分多址（OFCDMA））。

当应用高复串扰消除技术时，扩频因子为 N_c 的纯 DS－CDMA 只能支持 N_c 个并发用户。实际中，该方法易于实现。对比纯 DS－CDMA，MC－CDMA 及其变种可以对多并发用户共享频谱。这些方案同时使用时域和频域分集。

与此相对，为了避免在大衰落情况的子载波出现超量比特误码，OFDM 通常会进行编码。因此，子载波数要比同时发送的比特或符号数大。MC－CDMA 用一个 $N \times N$ 矩阵运算替代编码器，从而得到更好的 BER。

14.6　总结

在本章中，我们主要面对非线性失真问题，对 OFDM ROF 系统进行了研究。我们描述了减小非线性失真的自适应调制方案，识别高失真的子载波，并自适应减小其调制水平，知道满足要求。该方法会造成数据速率相应减小大约 4%。

很多文献都涉及了减小 PAPR 的各种技术。该问题不仅仅是 ROF 链路所要面对的。在混合 OFDM－CDMA 系统中，由于时域扩频的作用，PAPR 较小。该系统可以很好地与 ROF 链路协作。

参考文献

[1] Cisco Public, 'Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update, 2011–2016,' Cisco White Paper, February 2012.

[2] T. Nakamura, S. Nagata, A. Benjebbour, Y. Kishiyama, H. Tang, X. Shen, N. Yang, and N. Li, 'Trends in small cell enhancements in LTE advanced,' *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 2, pp. 98–105, 2013.

[3] M. Fujishima, M. Motoyoshi, K. Katayama, K. Takano, N. Ono, and R. Fujimoto, '98 mW 10 Gbps wireless transceiver chipset with D-band CMOS circuits,' *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. PP, no. 99, pp. 1–12, 2013.

[4] R. Zheng, 'Asymptotic bounds of information dissemination in power-constrained wireless networks,' *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 1, pp. 251–259, 2008.

[5] D. Wake, D. Johansson, and D.G. Moodie, 'Passive picocell: A new concept in wireless network infrastructure,' *Electronics Letters*, vol. 33, no. 5, pp. 404–406, February 1997.

[6] X.-H. Yu, G. Chen, M. Chen, and X. Gao, 'Toward beyond 3G: The FUTURE project in China,' *IEEE Communications Magazine*, vol. 43, no. 1, pp. 70–75, 2005.

[7] D. Wake, A. Nkansah, and N.J. Gomes, 'Radio over fiber link design for next generation wireless systems,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 16, pp. 2456–2464, 2010.

[8] S. Pan and Z. Tang, 'A radio over fiber link for the wireless distribution of 3-Gb/s uncompressed HD video' (invited paper) in *Proceedings of 7th International ICST Conference on Communications and Networking in China*, Kun Ming, China, 2012, pp. 54–57.

[9] W.J. Fang, X. Huang, and G. Li, 'A full duplex radio-over-fiber transmission of OFDM signals at 60 GHz employing frequency quintupling optical up-conversion,' *Optics Communications*, vol. 294, pp. 118–122, 2013.

[10] L. Tao, Z. Dong, J. Yu, N. Chi, J. Zhang, X. Li, Y. Shao, and G.-K. Chang, 'Experimental demonstration of 48-Gb/s PDM-QPSK radio-over-fiber system over 40-GHz mm-wave MIMO wireless transmission,' *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 24, no. 24, pp. 2276–2279, 2012.

[11] J. Beas, G. Castanon, I. Aldaya, A. Aragon-Zavala, and G. Campuzano, 'Millimeter-wave frequency radio over fiber systems: A survey,' *Communications Surveys Tutorials, IEEE*, vol. PP, no. 99, pp. 1–27, 2013.

[12] J. Capmany, J. Mora, I. Gasulla, J. Sancho, J. Lloret, and S. Sales, 'Microwave photonic signal processing,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 571–586, 2013.

[13] H. Kosek, Y. He, X. Gu, and X.N. Fernando, 'All-optical demultiplexing of WLAN and cellular CDMA radio signals,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 25, no. 6, pp. 1401–1409, 2007.

Radio over Fiber for Wireless Communications: From Fundamentals to Advanced Topics, First Edition. Xavier N. Fernando.

[14] X.J. Gu, Y. He, H. Kosek, and X. Fernando, 'Transmission efficiency improvement in microwave fiber-optic link using sub-picometer optic bandpass filter,' *Proceedings of SPIE – The International Society for Optical Engineering*, vol. 5971, pp. 23–33, 2005.

[15] A. Nirmalathas, P.A. Gamage, C. Lim, D. Novak, and R. Waterhouse, 'Digitized radio-over-fiber technologies for converged optical wireless access network,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 16, pp. 2366–2375, 2010.

[16] C.H. Cox III, E.I. Ackerman, G. Betts, and J.L. Prince, 'Limits on the performance of RF-over-fiber links and their impact on device design,' *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 906–920, 2006.

[17] C. Cox III, E. Ackerman, R. Helkey, and G.E. Betts, 'Techniques and performance of intensity-modulation direct detection analog optical links,' *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 8, pp. 1375–1383, 1997.

[18] Microwave Fiber Optics Group, 'A system designer's guide to RF and microwave fiber optics,' Design Report 1, Ortel Corporation, 1999.

[19] M. Shibutani, W. Domon, and K. Emura, 'Reflection induced degradations in optical fiber feeder for micro cellular mobile radio systems,' *IEICE Transactions on Electronics*, vol. E76-C, no. 2, pp. 287–291, 1993.

[20] W.I. Way, 'Optical fiber based microcellular systems: An overview,' *IEICE Transactions on Communications*, vol. E76-B, no. 9, pp. 1091–1102, 1993.

[21] J. Daly, 'Fiber optic intermodulation distortion,' *IEEE Transactions on Communications*, vol. 30, no. 8, pp. 1954–1958, 1982.

[22] K. Stubkjaer and M. Danielsen, 'Nonlinearities of GaAlAs lasers – harmonic distortion,' *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 6, no. 1, pp. 3550–3555, 2004.

[23] W.I. Way, 'Large signal nonlinear distortion prediction for a single-mode laser diode under microwave intensity modulation,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-5, no. 3, pp. 305–315, 1987.

[24] C.O. Weiss and R. Vilaseca, *Dynamics of Lasers*, Wiley-VCH, Berlin, 1991.

[25] W.I. Way, 'Subcarrier multiplexed lightwave system design considerations for subscriber loop applications,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 7, no. 11, pp. 1806–1818, 1989.

[26] S. Lai and J. Conradi, 'Theoretical and experimental analysis of clipping-induced impulsive noise and AM-VSB subcarrier multiplexed lightwave systems,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 1, pp. 20–30, 1997.

[27] M.M. Howerton G.K. Gopalakrishnan, R.P. Moeller and R.D. Esman, 'A low loss downconverting analog fiber-optic link,' *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 9, pp. 2318–2323, 1995.

[28] R.S. Tucker, 'High speed modulation of semiconductor lasers,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. LT-3, no. 6, pp. 1180–1192, 1985.

[29] R.S. Tucker and T.E. Darcie, 'Intermodulation and harmonic distortion in InGaAsP lasers,' *Electronic Letters*, vol. 21, no. 16, pp. 665–666, 1985.

[30] Y. Aburakawa and H. Ohtsuka, 'SEFA and superimposed subcarrier modulation (SSM) schemes in fiber oriented wireless access systems,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 15, no. 12, pp. 2223–2230, 1997.

[31] K. Hazaveh and X. Fernando, 'Adaptive modeling of laser diode nonlinearity with memory,' in *CCECE 2003 – Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology*, 2003, vol. 3, pp. 2025–2028.

[32] T. Schaer, R. Rusnov, S. Eagle, J. Jastrebski, S. Albanese, and X. Fernando, 'A dynamic simulation model for semiconductor laser diodes,' in *CCECE 2003 – Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Toward a Caring and Humane Technology*, 2003, vol. 1, pp. 293–297.

[33] X. Fernando and A. Sesay, 'Higher order adaptive filter characterization of microwave fiber optic link nonlinearity,' in *Proceedings of SPIE, The International Society of Optical Engineering*, Photonic East, San Jose, January 2000, vol. 3927-06, pp. 39–49.

[34] K. Azadet, E.F. Haratsch, H. Kim, F. Saibi, J.H. Saunders, M. Shaffer, L. Song, and M.-L. Yu, 'Equalization and FEC techniques for optical transceivers,' *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 3, pp. 317–327, 2002.
[35] Y.-X. Guo, V.H. Pham, M.-L. Yee, and L.C. Ong, 'MB-OFDM UWB signal co-transmission with WCDMA, WLAN and GSM over multi-mode radio-over-fiber,' in *Microwave Symposium Digest, 2009*, June 2009, pp. 209–212.
[36] H. Yang, H.-D. Jung, Y. Zheng, B. Huiszoon, J.H.C. van Zantvoort, E. Tangdiongga, and A.M.J. Koonen, 'OFDM radio-over-fibre systems employing routing in multi-mode fibre in-building networks,' in *34th European Conference on Optical Communication*, September 2008, pp. 1–2.
[37] R.J. Davies, *Optical Single Sideband for Broadband and Subcarrier Systems*, Ph.D. thesis, University of Alberta, 2000.
[38] Z. Li, H. Chi, X. Zhang, and J. Yao, 'Optical single-sideband modulation using a fiber-bragg-grating-based optical Hilbert transformer,' *Photonics Technology Letters, IEEE*, vol. 23, no. 9, pp. 558–560, 2011.
[39] C.D. Poole and T.E. Darcie, 'Distortion related to polarization-mode dispersion in analog lightwave systems,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 11, pp. 1749–1759, 1993.
[40] P. Lane, L. Moura, M. Darby, and J. O'Reilly, 'Impact of interferometric noise on the remote delivery of optically generated millimeter-wave signals,' *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 8, pp. 1398–1402, 1997.
[41] J.M. Senior, *Optical Fiber Communications: Principles and Practice*, 2nd edn, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1992.
[42] A. Strittmatter, S. Kollakowski, E. Drödge, E.H. Böttcher, and D. Bimberg, 'High speed, high efficiency resonant-cavity enhanced InGaAs MSM photodetectors,' *Electronic Letters*, vol. 32, no. 13, pp. 1231–1232, 1996.
[43] I. Kimukin, N. Biyikli, B. Butun, O. Aytur, S.M. Ünlü, and E. Ozbay, 'InGaAs-based high-performance p-i-n photodiodes,' *IEEE Photonic Technology Letters*, vol. 14, no. 3, pp. 366–368, 2002.
[44] T.S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
[45] A.A.M. Saleh and R.A Valenzula, 'A statistical model for indoor multipath propagation,' *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987.
[46] M. Simon and M. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, vol. 1, Wiley-IEEE Press, London, 2005.
[47] X.N. Fernando and A.B. Sesay, 'Characteristics of directly modulated ROF link for wireless access,' *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol. 4, pp. 2167–2170, 2004.
[48] X.N. Fernando and A. Anpalagan 'On the design of optical fiber based wireless access,' in *proceedings of the International Conference on Communications, ICC2004*, Vol. 6, pp. 3550–3555, June 2004.
[49] X. Lu, C.B. Su, R.B. Lauer, G.J. Meslener, and L.W. Ulbricht, 'Analysis of relative intensity noise in semiconductor lasers and its effect on subcarrier multiplexed systems,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 12, no. 7, pp. 1159–1166, 1992.
[50] K.Y. Lau and H. Blouvelt, 'Effect of low frequency intensity noise on high-frequency direct modulation of semiconductor injection lasers,' *Applied Physics Letters*, vol. 52, p. 694, 1988.
[51] G. Einarsson, *Principles of Lightwave Communications*, John Wiley & Sons, Chichester, 1995.
[52] X.N. Fernando, 'Improved expression for intensity noise in multimedia over fiber networks,' in *First International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS'06)*, pp. 425–429, 8–11 August 2006.

[53] A.A.M. Saleh, 'Fundamental limit on number of channels in subcarrier multiplexed lightwave CATV system,' *IEE Electronic Letters*, vol. 25, pp. 776–777, 1989.
[54] B.J. Koshy and P.M. Shankar, 'Spread-spectrum techniques for fiber-fed microcellular networks,' *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, no. 3, pp. 847–857, 1999.
[55] R. Yuen and X.N. Fernando, 'Enhanced wireless hotspot downlink supporting IEEE802.11 and WCDMA,' in *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2006 IEEE 17th International Symposium (PIMRC)*, pp. 1–6, September 2006.
[56] T. Niiho, M. Nakaso, K. Masuda, H. Sasai, K. Utsumi, and M. Fuse, 'Transmission performance of multichannel wireless LAN system based on radio over fiber technique,' *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 980–989, 2006.
[57] C.K. Sim, M.L. Yee, B. Luo, L.C. Ong, and M.Y.W. Chia, 'Performance evaluation for wireless LAN, Ethernet and UWB coexistence on hybrid radio-over-fiber picocells,' in *Optical Fiber Communication Conference, 2005. Technical Digest. OFC/NFOEC*, March 2005, vol. 3, p. 3.
[58] W. Huang and M. Nakagawa, 'Nonlinear effect of direct-sequence CDMA in optical transmission,' *IEICE Transactions on Communications*, vol. E78-B, no. 5, pp. 702–708, 1995.
[59] W. Huang, E.A. Sourour, and M. Nakagawa, 'Co-channel interference and nonlinear distortion cancellation for DS/CDMA in optical link,' *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, vol. 2, pp. 595–599, 1996.
[60] O.K. Tonguz and H. Jung, 'Personal communications access networks using subcarrier multiplexed optical links,' *Joural of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 6, pp. 1400–1409, 1996.
[61] H. Kim and Y.C. Chung, 'Passive optical network for CDMA-based microcellular communication systems,' *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 19, no. 3, pp. 301–311, 2001.
[62] S.D. Walker, M. Li, A.C. Boucouvalas, D.G. Cunningham, and A.N. Coles, 'Design techniques for subcarrier multiplexed broadcast optical networks,' *IEEE Journal on Communications*, vol. 6, no. 5, pp. 531–537, 1980.
[63] C.L. Lu, J.C. Fan, and L.G. Kazovsky, 'Dynamic range requirements for microcellular personal communication systems using analog fiber optic links,' *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 8, pp. 1390–1397, 1997.
[64] W.C.Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications*, 2nd edn, vol. 1, McGraw-Hill, New York, 1990.
[65] H. Al-Raweshidy and S. Komaki, *Radio Over Fiber Technologies for Mobile Communication Networks*, Artech House, London, 2002.
[66] R. Yuen and X.N. Fernando, 'Multimedia hotspots supporting wireless LAN and cellular CDMA access' invited paper, in *International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS 2006)*, Sri Lanka, August 2006.
[67] D. Wake, A. Nkansah, N.J. Gomes, G. de Valicourt, R. Brenot, M. Violas, Z. Liu, F. Ferreira, and S. Pato, 'A comparison of radio over fiber link types for the support of wideband radio channels,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 28, no. 16, pp. 2416–2422, 2010.
[68] M.M. Sisto, S. LaRochelle, and L.A. Rusch, 'Carrier-to-noise ratio optimization by modulator bias control in radio-over-fiber links,' *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 18, no. 17, pp. 1840–1842, 2006.
[69] M.M. Sisto, S. LaRochelle, and L.A. Rusch, 'Gain optimization by modulator-bias control in radio-over-fiber links,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 12, pp. 4974–4982, 2006.
[70] J. Devenport and A. Karim, 'Optimization of an externally modulated RF photonic link,' *Fiber and Integrated Optics*, vol. 27, no. 1, pp. 7–14, 2008.
[71] A. Karim and J. Devenport, 'Optimization of linearity figure of merit for microwave photonic links,' *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 21, no. 13, pp. 950–952, 2009.
[72] V.J. Urick, M.E. Godinez, P.S. Devgan, J.D. McKinney, and F. Bucholtz, 'Analysis of an analog fiber-optic link employing a low-biased Mach–Zehnder modulator followed by an erbium-doped fiber amplifier,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 27, no. 12, pp. 2013–2019, 2009.
[73] B.G. Korenev, *Bessel Functions and Their Applications*, CRC Press, Boca Raton, FL, 2002.

[74] M. Daoud, U. Basnayake, Tahrima and X.N. Fernando, 'Radio-over-fiber link optimization by modulator bias control,' in *Proceedings of the Queens University Biennial Symposium*, pp. 234–237, 12–14 May 2010.
[75] C.Y. Kuo, 'Fundamental second-order nonlinear distortions in analog AM CATV transport systems based on single frequency semiconductor lasers,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, no. 2, pp. 235–243, 1992.
[76] A.J. Rainal, 'Limiting distortion of CATV lasers,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 3, pp. 474–479, 1996.
[77] H.-T. Lin and Y.-H. Kao, 'Nonlinear distortions and compensations of DFB laser diode in AM-VSB lightwave CATV applications,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 14, no. 11, pp. 2567–2574, 1996.
[78] J.-H. Chen and H.-W. Tsao, 'FM subcarrier fiber optical transmission system design and its application in next generation wireless access,' *Journal of Lightwave Technology*, vol. 16, no. 7, pp. 1137–1147, 1998.
[79] Y.-X. Guo, V.H. Pham, M.-L. Yee, and L.C. Ong, 'Improved radio-over-fiber transponder with multistage automatic gain control,' *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 11, pp. 2816–2823, 2009.
[80] J.H. Reed, F. Cheng, P. Lemson, and I. Jacobs, 'A dynamic range enhancement technique for fiber optic microcell radio systems,' in *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, Illinois, 1995, pp. 774–778.
[81] L.S. Fock and R.S. Tucker, 'Simultaneous reduction of intensity noise and distortion in semiconductor laser by feed forward compensation,' *Electronic Letters*, vol. 27, no. 14, pp. 1297–1298, 1991.
[82] X.N. Fernando and A.B. Sesay, 'Adaptive asymmetric linearization of microwave fiber optic links for wireless access,' *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, no. 6, pp. 1576–1596, 2002.
[83] P. Vankwikelberge *et al.*, 'Analysis of the carrier induced FM response of the DFB lasers,' *IEEE Journal on Quantum Electronics*, vol. 25, pp. 239–2254, 1989.
[84] D.M. Cutrer, J.B. Georges, T.H. Le, and K.Y. Lau, 'Dynamic range requirements for optical transmitters in fiber fed microcellular networks,' *IEEE Photonic Technology Letters*, vol. 7, no. 5, pp. 564–566, 1995.
[85] D. Galbirth, H.S. Al-Raweshidy, and R. Prasad, 'Performance of radio on fiber for microcellular GSM networks,' in *Proceedings of the IEEE Conference on Vehicular Technology*, 1998, pp. 392–396.
[86] K. Tsukumoto, S. Kajiya, and S. Komaki, 'Proposal of fiber-optic radio highway networks using CDMA methods,' *IEICE Transactions of Electronics*, vol. E79-C, no. 1, pp. 111–117, 1996.
[87] R. Pervez and M. Nakagawa, 'Semiconductor laser's nonlinearity compensation for DS-CDMA optical transmission system by post nonlinearity recovery block,' *IEICE Transactions on Communications*, vol. E-79 B, no. 3, 1996.
[88] E.A.S.W. Huang and M. Nakagawa, 'Cancellation technique used for DS-CDMA signal in nonlinear optical links,' *IEICE Transactions on Fundamentals*, vol. E80-A, no. 9, pp. 1616–1624, 1997.
[89] A.A.M. Saleh, 'Frequency independent and frequency dependent nonlinear models of TWT amplifiers,' *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-28, pp. 1715–1720, 1981.
[90] H. Diaz and A.A. Desrochers, 'Modeling of nonlinear discrete time systems from input–output data,' *Automatica*, vol. 24, no. 5, pp. 629–641, 1988.
[91] B. John, V. Mathews, and K. Heung, 'Adaptive lattice bilinear filters,' *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 41, no. 6, pp. 2033–2046, 1993.
[92] M.C. Jeruchmin *et al.*, *Simulation of Communication Systems*, Plenum Press, New York, 1992.

[93] J. Tsimbinos and K.V. Lever, 'Input Nyquist sampling suffices to identify and compensate nonlinear systems,' *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 46, no. 10, pp. 2833–2837, 1998.
[94] R.J. Martin, 'Volterra system identification and Kramer's sampling theorem,' *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 47, no. 11, pp. 3152–3155, 1999.
[95] Y.M. Zhu, 'Generalized sampling theorem,' *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, vol. 39, pp. 587–588, 1992.
[96] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
[97] W. Bosch and G. Gatti, 'Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers,' *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1885–1890, 1989.
[98] X. Fernando and A. Sesay, 'Look-up table based adaptive predistortion for dynamic range enhancement in a radio over fiber link,' in *Proceedings of the IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing*, Victoria, Canada, August 1999, pp. 26–29.
[99] M. Schetzen, 'Nonlinear system modeling based on the Wiener theory,' *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 12, pp. 1557–1573, 1981.
[100] N. Wiener, *Nonlinear Problems in Random Theory*, MIT Technology Press/John Wiley & Sons, New York, 1958.
[101] S.A. Billings and S.Y. Fakhouri, 'Identification of systems containing linear dynamic and static nonlinear elements,' *Automatica*, vol. 18, no. 1, pp. 15–26, 1982.
[102] S.A. Billings and S.Y. Fakhouri, 'Identification of nonlinear systems using the Wiener model,' *Electronic Letters*, vol. 13, no. 17, pp. 502–504, 1977.
[103] S.A. Billings and S.Y. Fakhouri, 'Identification of nonlinear systems using correlation analysis of pseudorandom inputs,' *International Journal of Systems Science*, vol. 11, no. 3, pp. 261–279, 1980.
[104] D.V. Sarwate and M.B. Pursley, 'Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences,' *Proceedings of the IEEE*, vol. 68, no. 5, pp. 593–619, 1980.
[105] D.D. Falconer, 'Adaptive equalization of channel nonlinearities in QAM data transmission systems,' Technical Report 7, Bell Systems Technical Journal, September 1978.
[106] X.N. Fernando and A.B. Sesay, 'Nonlinear channel estimation using correlation properties of PN sequences,' in *Proceedings of Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE'2001)*, pp. 496–474, Toronto, May 2001.
[107] W. Frank and U. Appel, 'Efficient equalization of nonlinear communication channels,' in *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Germany, April 1997, vol. 3, pp. 2501–2504.
[108] D.M. Topalovic, 'Adaptive lattice equalizer to compensate nonlinearities of digital radio channels with MPSK modulation,' in *Proceedings of the IEEE 9th Mediterranean Electrotechnical Conference*, New York, 1998, vol. 1/2, pp. 617–621.
[109] J.-Y. Lin and C.-H. Wei, 'A new adaptive equalizer for nonlinear channels,' in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, June 1991, vol. 5/5, pp. 2814–2817.
[110] K.Y. Lee, 'Fuzzy adaptive decision feedback equalizers,' *Electronic Letters*, vol. 30, no. 10, pp. 749–751, 1994.
[111] G.J. Gibson, S. Siu, and C.F.N. Cowan, 'Decision feedback equalizers using neural network structures and performance comparison with standard architectures,' *IEE Proceedings Part I*, vol. 137, no. 4, pp. 221–225, 1990.
[112] M. Meyer and G. Pfeiffer, 'Multilayer perceptron based decision feedback equalisers for channels with inter symbol interference,' *IEE Proceedings Part I*, vol. 140, no. 6, pp. 420–424, 1993.
[113] F. Perez-Cruz, F.J. Gonzalez-Serrano, and A. Artez-Rodriguez, 'Reduced-complexity equaliser for nonlinear channels,' *Electronic Letters Online No. 19980618*, March 1998.
[114] F. Perez-Cruz F.J. Gonzalez-Serrano, and A. Artez-Rodriguez, 'GCMAC based equaliser for nonlinear channels,' in *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1998, vol. 2/6, pp. 1165–1168.

[115] V.J. Mathews and J. Lee, 'Adaptive algorithms for bilinear filtering,' in *Proceedings of SPIE, The International Society of Optical Engineering*, 1994, vol. 2296, pp. 317–327.

[116] S.U.H Qureshi, 'Adaptive equalization,' *Proceedings of the IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349–1387, 1985.

[117] X.N. Fernando and A.B. Sesay, 'A Hammerstein-type equalizer for concatenated fiber-wireless uplink,' *IEEE Transactions Vehicular Technology*, vol. 54, no. 6, pp. 1980–1991, 2005.

[118] J.E. Smee and N.C. Beaulieu, 'On the equivalence of the simultaneous and separate MMSE optimization of a DFE FFF and FBF,' *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 2, pp. 156–158, 1997.

[119] N. Al-Dhahir and J.M. Cioffi, 'MMSE decision feedback equalizers: Finite-length results,' *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 41, no. 4, pp. 961–975, 1995.

[120] J. Salz, 'Optimum mean-square decision feedback equalization,' Technical Report 8, *Bell System Technical Journal*, October 1973.

[121] G. Morrison, H. Zaghloul and M. Fattouche, 'Frequency response and path loss measurements of indoor channel,' *Electronic Letters*, vol. 27, no. 12, pp. 1021–1022, 1991.

[122] W. Tong, E. Sich, P. Zhu, and J.M. Costa, 'True broadband multimedia experience,' *IEEE Microwave Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 64–71, 2008.

[123] F. Adachi, 'Evolution towards broadband wireless systems,' in *The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, October 2002, vol. 1, pp. 19–26.

[124] F. Khan, 'Performance of orthogonal uplink multiple access for beyond 3G/4G systems,' in *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference*, Piscataway, NJ, 2006, pp. 699–704.

[125] J. Tsimbinos, *Identification and Compensation of Nonlinear Distortion*, Phdthesis, School of Electronic Engineering, University of South Australia, Adelaide, February 1995.

[126] S.Z. Pinter and X.N. Fernando, 'Estimation and equalization of fiber-wireless uplink for multiuser CDMA 4G networks,' *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, no. 6, pp. 1803–1813, 2010.

[127] K. Sathananthan and C. Tellambura, 'Novel adaptive modulation scheme to reduce both PAR and ICI of an OFDM signal,' *6th International Symposium on DSP for Communication Systems*, pp. 229–233, January 2002.

[128] T. Kohri and T. Hattori, 'A design of modulation with the same distance constellation in *n*-dimensional euclidean space,' *VTC*, vol. 6, pp. 3885–3889, 2004.

[129] P. Horvath and I. Frigyes, 'Effects of the nonlinearity of a Mach–Zehnder modulator on OFDM radio-over-fiber transmission,' *IEEE Communication Letters*, vol. 9, no. 10, pp. 921–923, 2005.

[130] Q. Lu, L. Gui, and X.-Z. Fang, 'A new scheme to mitigate the OFDM high PAR problem by minimizing the signal's nonlinear distortion caused by HPA,' *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 52, no. 4, pp. 576–578, 2006.

[131] A.D.S. Jayalath and C. Tellambura, 'Peak to average power ratio reduction of an OFDM signal using data permutation with embedded side information,' *ISCAS*, vol. 4, pp. 562–565, 2001.

附录：缩略语表

1G—5G	第一代到第五代（无线网络）
AF	附加滤波器
AM/AM	幅度相关性幅度失真
AM/PM	幅度相关性相位失真
APD	雪崩光电二极管
ASK	幅移键控
ATSC	先进电视制式委员会
AWGN	加性白高斯噪声
BER	比特误码率
BIBO	有界输入有界输出
BPF	带通滤波器
BSNL	印度电信
CATV	有线电视
CBS	中心基站
CCDF	互补累计分布函数
CDMA	码分多址
	MCCDMA，MC - CDMA：多载波 CDMA
	LAS - CDMA：大区域同步 CDMA
	OFCDMA：正交频率 CDMA
	TS - CDMA：时分同步 CDMA
	WCDMA：宽带 CDMA
	DS - CDMA：直接扩频 CDMA
CIR	信道状态信息
CMT	交叉相乘项
CWTA	加拿大无线通信协会
DFB	分布反馈激光器
DFE	判决反馈均衡器
	NEDFE：非线性增强型 DFE
	HDFE：Hammerstein DFE
DOCSIS	电缆数据服务接口规范
DROF	数字化光载无线通信

DSB	双边带
DSL	数字用户环路
DSP	数字信号处理
DVB - T	数字视频广播 - 陆上
EAM	电吸收调制
EDFA	掺铒光纤放大器
EIN	等效输入噪声
E/O	电光转换
EOM	外光学调制
EU	欧盟
FBF	反馈滤波器（DFB 的）
FBG	光纤布拉格光栅
FCC	联邦通信委员会
FFF	前馈滤波器（DFE 的）
FFT	快速傅里叶变换
Fi - Wi	光纤 - 无线传输
FOM	质量因数
FPL	Fabry - Perot 激光器
FSR	自由光谱范围
GMSK	高斯滤波最小移频键控
GTMT	全球移动通信系统
HDTV	高分辨率电视
HFC	混合光纤同轴电缆
HSDPA	告诉下行链路分组接入
IF	中频
IFFT	逆快速福利叶变换
i. i. d	独立同一分布
IM/DD	强度调制/直测（光的）
IMD3	三阶互调积
IoT	物联网
IP3	三阶交调载取点
IS - 95，IS - 54	IS - 95，IS - 54 标准
ISI	码间串扰
ITU	国际通信联盟
LAN	局域网
LASER	受激辐射式光频放大器

LED	发光二极管
LMDS	本地多点分布式系统
LMS	最小均方误差
LNA	低噪声放大器
LTE	长期演进
M2M	机对机（通信）
MAC	介质访问控制层
MAI	多址干扰
MDS	最小可辨信号功率
MIMO	多输入多输出
MINER	采矿改善与新应急响应
MMF	多模光纤
MMS	多媒体短信服务
MMW	毫米波
MQW	多量子阱
MSE	均方误差
	MMSE：最小均方误差
MSK	最小移频键控
	GMSK：高斯滤波最小移频键控
MTS	移动电话服务
MU	多用户
MWP	微波光子学
MZI	Mach – Zehnder 干涉仪
MZM	Mach – Zehnder 调制器
NF	噪声因数
NLD	非线性失真
NTSC	全国电视制式委员会
O/E	光电转换
OFDM（A）	正交频分复用（多址）
	OFCDMA：正交频率码分多址
OIP3	输出三阶互调点
PAPR	峰值平均功率比
PIN	本征层二极管
PLF	多项式滤波器（DFE 的）
PON	无源光网络
PSD	功率频谱密度

PSK	移相键控基带到 RF 调制方案
	BPSK：二进制移相键控
	QPSK：正交移相键控
	DPSK：差分移相键控
	DQPSK：差分正交移相键控
	OQPSK：四相偏移相键控
QAM	正交幅度调制
QoS	服务质量
RAP	无线接入点
RIN	相关性强度噪声
	IN：强度噪声
RF	射频
RLS	递归最小二乘
RMS	均方根
ROF	光载无线通信
SCM	子载波复用
SDINR	信号交调失真噪声比
SDNR	信号失真噪声比
SFDR	无杂散动态范围
SIM	子载波强度调制
SINR	信号交调噪声比
SMF	单模光纤
SNR	信噪比
	cSNR：累积信噪比
	ESNR：电信噪比
	OSNR：光信噪比
SU	单用户
TDMA	时分多址
UMTS	通用移动通信系统
UWB	超宽带
VoIP	IP 网络传送语音服务
WDM	波分复用
WiMAX	全球互联微波接入技术
WLAN	无线局域网
	Wi－Fi：基于 IEEE802.11 的标准无线局域网
WWWW	万维无线网

编著图书推荐表

姓名		出生年月		职称/职务		专业	
单位				E - mail			
通讯地址						邮政编码	
联系电话			研究方向及教学科目				
个人简历（毕业院校、专业、从事过的以及正在从事的项目、发表过的论文）							
您近期的写作计划有：							
您推荐的国外原版图书有：							
您认为目前市场上最缺乏的图书及类型有：							

地址：北京市西城区百万庄大街 22 号　机械工业出版社　电工电子分社

邮编：100037　网址：www. cmpbook. com

联系人：吕　潇　电话：010 - 88379767

E - mail：16405282@ qq. com（可来信索取本表电子版）

国际视野　科技前沿

本书从ROF基本思想到简单易懂的前沿专题讲解——从传输基础到现代调制技术，从光链路到无线信道，从线性到非线性失真和补偿策略——循序渐进地进行介绍。Xavier N.Fernando教授在ROF技术发展之初就站在了发展潮头，引领了ROF技术的进步。在这本堪称经典的书中，Fernando教授以他渊博的教学经验和深刻的见解，带给了我们对ROF技术的全面认知。本书不仅对信息领域工程师和从业者，也对相关领域研究人员大有益处。

——墨尔本大学工学院教授 Thas Ampalavanapillai Nirmalathas

国际信息工程先进技术译丛

《ROF光载无线通信：从理论到前沿》
《全面详解LTE：MATLAB建模、仿真与实现》
《低速无线个域网：实现基于IEEE 802.15.4的无线传感器网络（原书第3版）》
《6LoWPAN：无线嵌入式物联网》
《虚拟网络——下一代互联网的多元化方法》
《Android系统安全与攻防》
《移动无线信道》（原书第2版）
《LTE-Advanced：面向IMT-Advanced的3GPP解决方案》
《认知无线电通信与组网：原理与应用》
《LTE/SAE网络部署实用指南》
《IP地址管理原理与实践》
《自组织网络：GSM，UMTS和LTE的自规划、自优化和自愈合》
《实现吉比特传输的60GHz无线通信技术》
《LTE自组织网络（SON）：高效的网络管理自动化》
《UMTS中的LTE：向LTE-Advanced演进》（原书第2版）
《UMTS中的WCDMA－HSPA演进及LTE》（原书第5版）
《UMTS中的LTE:基于OFDMA和SC-FDMA的无线接入》
《基于4G系统的移动服务技术》
《UMTS蜂窝系统的Q0S与Q0E管理》
《UMTS-HSDPA系统的TCP性能》
《基于射频工程的UMTS空中接口设计与网络运行》
《基于蜂窝系统的IMS—融合电信领域的V0IP演进》

IEEE

WILEY


机械工业出版社E视界


机械工业出版社微信公众号

上架指导　工业技术／移动通信



ISBN 978-7-111-50633-1　定价：68.00元